



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

ÚSTAV VÝROBNÍCH STROJŮ, SYSTÉMŮ A ROBOTIKY

INSTITUTE OF PRODUCTION MACHINES, SYSTEMS AND ROBOTICS

**AUTOMATICKÉ VYHODNOCENÍ SIGNÁLŮ S VYUŽITÍM
FOURIEROVY TRANSFORMACE**

AUTOMATIC SIGNAL EVALUATION USING FOURIER TRANSFORM

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Matej Rudžík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Rostislav Huzlík, Ph.D.

BRNO 2020

Zadání diplomové práce

Ústav: Ústav výrobních strojů, systémů a robotiky
Student: **Bc. Matej Rudžík**
Studijní program: Strojní inženýrství
Studijní obor: Kvalita, spolehlivost a bezpečnost
Vedoucí práce: **Ing. Rostislav Huzlík, Ph.D.**
Akademický rok: 2019/20

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Automatické vyhodnocení signálů s využitím Fourierovy transformace

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Fourierova transformace je dnes jedním ze standardních nástrojů pro vyhodnocování signálů například v oblasti diagnostiky. V rámci práce student vytvoří ve vhodném programovacím jazyku program na automatické vyhodnocení předložených signálů.

Cíle diplomové práce:

Literární rešerše na téma automatické vyhodnocení signálů pomocí FFT.

Rozbor požadavků na signál vzhledem k vlastnostem FFT.

Návrh algoritmus pro úpravu signálů pro úpravu signálu vzhledem požadavkům na analýzu a časovou náročnost vyhodnocování.

Tvorba programu pro automatické vyhodnocení předložených signálů s využitím FFT.

Zhodnocení možnosti využití vytvoření programu.

Závěr a doporučení pro praxi.

Seznam doporučené literatury:

TŮMA, Jiří, 1997. Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT. Praha: Sdělovací technika. ISBN 80-901936-1-7.

KREIDL, Marcel a Radislav ŠMÍD, 2006. Technická diagnostika: senzory, metody, analýza signálu. Praha: BEN - technická literatura. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-730-0158-6.

MILÁČEK, Stanislav, 2001. Měření a vyhodnocování mechanických veličin. Praha: Vydavatelství ČVUT. ISBN 80-010-2417-2.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2019/20

V Brně, dne

L. S.

doc. Ing. Petr Blecha, Ph.D.
ředitel ústavu

doc. Ing. Jaroslav Katolický, Ph.D.
děkan fakulty

ABSTRAKT

Táto diplomová práca sa zaoberá vyhodnotením signálov pomocou Fourierovej transformácie. V teoretickej časti sú popísané rôzne možnosti analýzy signálov s dôrazom na rýchlu Fourierovu transformáciu. Teoretická časť obsahuje taktiež popis bežných porúch strojných zariadení a ich diagnostiky pomocou analýzy frekvenčných spektier. V praktickej časti bol v prostredí Matlab navrhnutý algoritmus na vyhodnocovanie signálov s dôrazom na dodržanie podmienky koherencie. Pomocou tohto algoritmu boli vyhodnotené predložené signály.

ABSTRACT

This master's thesis deals with signal evaluation using Fourier transform. In the theoretical section, different methods of signal analysis with an emphasis on a Fast Fourier Transform are described. Theoretical section also contains description of common machinery faults and their diagnosis using frequency spectrum analysis. In the practical section, an algorithm for signal evaluation with an emphasis on coherence condition was designed in the Matlab environment. This algorithm was later used to evaluate submitted signals.

KĽÚČOVÉ SLOVÁ

Fourierova transformácia, rýchla Fourierova transformácia, signál, podmienka koherencie, frekvenčné spektrum

KEYWORDS

Fourier Transform, Fast Fourier Transform, signal, coherence condition, frequency spectrum

BIBLIOGRAFICKÁ CITÁCIA

RUDŽÍK, Matej. *Automatické vyhodnocení signálů s využitím Fourierovy transformace*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125067>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav výrobních strojů, systémů a robotiky. Vedoucí práce Rostislav Huzlík.

POĎAKOVANIE

Na tomto mieste by som sa chcel poďakovať Ing. Rostislavovi Huzlíkovi, Ph.D., vedúcemu mojej diplomovej práce, za jeho odborné rady a čas strávený pri konzultácii tejto práce. Taktiež by som sa chcel poďakovať mojej rodine za trpezlivosť a pomoc počas celého štúdia.

ČESTNÉ PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že táto práca je mojím pôvodným dielom, spracoval som ju samostatne pod vedením Ing. Rostislava Huzlíka, Ph.D. a s použitím literatúry uvedenej v zozname.

V Brne dňa 25.6.2020

.....
Matej Rudžík

OBSAH

ÚVOD	15
1 SIGNÁLY A ICH ANALÝZA	17
1.1 Definícia signálu	17
1.2 Delenie signálov	17
1.3 Analýza signálu v časovej oblasti	19
1.4 Analýza signálu vo frekvenčnej oblasti	20
1.4.1 Fourierove rady	20
1.4.2 Fourierova transformácia	20
1.4.3 Diskrétna Fourierova transformácia	21
1.4.4 Rýchla Fourierova transformácia	22
2 CHYBY OVPLYVŇUJÚCE RÝCHLU FOURIEROVU TRANSFORMÁCIU 27	27
2.1 Chyba typu aliasing	27
2.2 Chyba typu leakage	28
2.2.1 Okná Fourierovej transformácie	29
3 DIAGNOSTIKA BEŽNÝCH PORÚCH	33
3.1 Nevyváženosť	33
3.1.1 Statická nevyváženosť	33
3.1.2 Momentová nevyváženosť	34
3.1.3 Dynamická nevyváženosť	34
3.2 Nesúososť	35
3.2.1 Paralelná nesúososť	36
3.2.2 Uhlová nesúososť	36
3.3 Poruchy valivých ložísk	37
3.4 Mechanické uvoľnenie	39
3.5 Excentricita	39
3.6 Poruchy rotorových tyčí	40
4 NÁVRH ALGORITMU PRE VYHODNOCOVANIE SIGNÁLOV	43
4.1 Popis algoritmu	43
4.1.1 Cyklus overovania splnenia podmienky koherencie	43
4.1.2 Výpočet otáčkovej frekvencie	44
4.1.3 Vykreslenie frekvenčného spektra	45
4.1.4 Vyhodnotenie možných porúch	45
4.2 Analýza z hľadiska presnosti výpočtu	45
4.3 Analýza z hľadiska časovej náročnosti výpočtu	47
4.4 Analýza vyhodnocovania elektromagnetických porúch	48
5 VYHODNOTENIE REÁLNYCH SIGNÁLOV	53
5.1 Mechanické poruchy	53
5.2 Elektromagnetické poruchy	58
6 VYHODNOTENIE NEZNÁMYCH SIGNÁLOV	61
ZÁVER	69
ZOZNAM POUŽITÝCH ZDROJOV	71
ZOZNAM SKRATIEK, SYMBOLOV, OBRÁZKOV A TABULIEK	73
Zoznam skratiek	73

Zoznam symbolov.....	73
Zoznam tabuliek.....	74
Zoznam obrázkov.....	75
ZOZNAM PRÍLOH.....	79

ÚVOD

V posledných desaťročiach dochádza k významným inováciám vo všetkých oblastiach ľudského života. Oblasť technickej diagnostiky v tomto smere nie je výnimkou. Aj vďaka neustálemu pokroku sa zvyšuje význam technickej diagnostiky nielen vo vedeckej sfére, ale aj v bežnej praxi. S neustále sa zvyšujúcimi nárokmi na produkciu, jej rýchlosť, kvalitu a cenu, rastú aj nároky na technické vybavenie podnikov a spoľahlivosť ich výrobných zariadení. Práve včasné odhalenie vznikajúcej poruchy môže ušetriť nemalé prostriedky, ktoré by inak museli byť vynaložené na náhradu spôsobených škôd.

Jednou z metód umožňujúcich včasné odhalenie vznikajúcej poruchy je v oblasti vibrodiagnostiky aj frekvenčná analýza. Opiera sa pritom o diskretnú Fourierovu transformáciu (DFT) a rýchlu Fourierovu transformáciu (FFT), ktorá urýchľuje výpočet DFT. Získané frekvenčné spektrum umožňuje napríklad porovnaním so známymi frekvenčnými spektrami porúch lokalizovať vznikajúce poruchy, ktorých diagnostika by inak mohla byť zložitejšia. Aj pri použití algoritmu FFT však treba mať na pamäti podmienky, ktoré by analyzovaný signál mal spĺňať, a ktorých nesplnenie by mohlo skresliť získané výsledky a sťažiť ich interpretovanie.

V tejto práci teoreticky popíšeme možnosti analýzy signálu, pričom sa budeme sústrediť na analýzu vo frekvenčnej oblasti. Ďalej popíšeme chyby, ktoré ovplyvňujú rýchlu Fourierovu transformáciu. Dôraz budeme klásť na podmienku koherencie. Ďalej teoreticky popíšeme rôzne druhy porúch, ktorých vyhodnocovanie bude zahrnuté v algoritme navrhnutom v rámci tejto diplomovej práce. Navrhnutý algoritmus zanalyzujeme z hľadiska presnosti výpočtu a rovnako aj z hľadiska časovej náročnosti výpočtu. Tento algoritmus následne využijeme na vyhodnotenie reálnych signálov, v ktorých budú obsiahnuté poruchy teoreticky popísané v tejto diplomovej práci.

1 SIGNÁLY A ICH ANALÝZA

S pojmom signál sa stretávame v bežnom živote v rôznych oblastiach veľmi často. Jedná sa o pomerne všeobecný pojem, ktorý sa používa vo viacerých významoch. V technickej praxi budeme pod signálom rozumieť fyzikálnu veličinu, ktorá je závislá na čase.

Priebeh signálov býva najčastejšie znázorňovaný v časovej oblasti. V tejto oblasti existuje niekoľko metód, pomocou ktorých je možné signál analyzovať. Na prechod z časovej do frekvenčnej oblasti je nutné použiť transformáciu, pričom najrozšírenejšou a najznámejšou je Fourierova transformácia. Pre technickú prax je prirodzený rozklad signálu na súbor harmonických funkcií, ktoré sa líšia amplitúdou, uhlovou frekvenciou a svojou počiatočnou fázou. Pri zobrazení signálu vo frekvenčnej oblasti je u súboru harmonických funkcií zvýraznená závislosť amplitúdy a počiatočnej fázy na frekvencii. [18]

Táto kapitola nám poslúži na definovanie pojmu signál a na následnú klasifikáciu signálov a ich stručný popis. Taktiež popíšeme vybrané metódy, ktoré sa používajú na analýzu signálu v časovej a frekvenčnej oblasti, kde sa zameriame na Fourierovu transformáciu.

1.1 Definícia signálu

Informáciu môžeme chápať ako správu alebo údaj, ktorý je pre nás z nejakého dôvodu významný a má pre nás určitú hodnotu. Na to, aby sme informácie mohli prenášať, prípadne uchovávať, potrebujeme určitú fyzikálnu veličinu, ktorá bude hmotným nositeľom informácie. Tou bude pre nás práve signál. Signálom teda rozumieme fyzikálnu veličinu, ktorá nesie informáciu. V tejto práci sa zameriame na signály, u ktorých sa veličina nesúca informáciu mení v čase. [16]

1.2 Delenie signálov

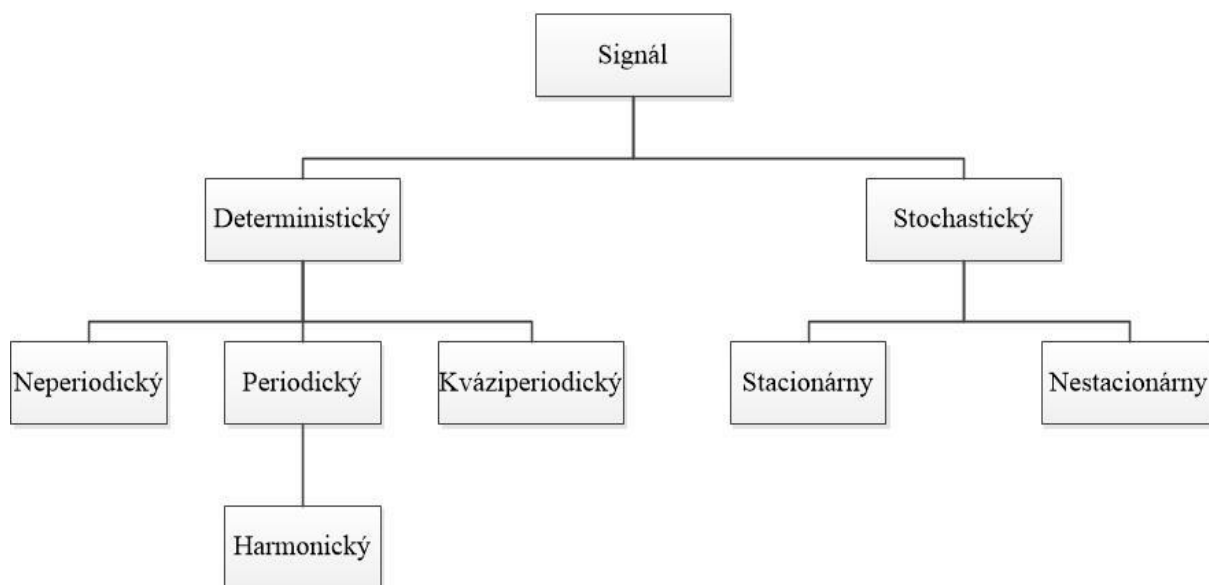
Podľa oboru hodnôt funkcie, ktorou je signál popísaný, delíme signály na spojité (nadobúdajú nekonečne mnoho hodnôt z nejakého intervalu) a diskrétné (nadobúdajú konečný počet hodnôt z nejakého intervalu). [20]

Podľa náhodnosti priebehov môžeme na najvyššej úrovni signály rozdeliť na deterministické (nenáhodné) a stochastické (náhodné). Deterministický signál môžeme popísať nenáhodnou funkciou času, a teda môžeme určiť jeho hodnotu v každom okamihu. Stochastické signály sú naopak náhodnými funkciami času. Preto nie je možné dopredu určiť ich hodnotu, môžeme určiť len pravdepodobnosť, že veľkosť signálu bude ležať v určitom intervale. Klasifikáciu signálov podľa náhodnosti ich priebehov môžeme vidieť na obrázku 1. [20]

Pre periodický signál je charakteristické to, že sa opakuje v určitých časových intervaloch. Ak by sme tento signál mali vyjadriť matematickým modelom, pre $t \in (-\infty, \infty)$ by tento model vyhovoval podmienke uvedenej v rovnici 1. [15]

$$f(t) = f(t + nT) \quad (1)$$

Kde T je perióda (kladná, reálna a konštantná veličina) a n je celé číslo.



Obr. 1) Klasifikácia signálov podľa náhodnosti ich priebehov (upravené) [18]

V prípade periodického signálu môžeme taktiež uvažovať jeho zvláštny prípad, ktorým je harmonický signál. Jedná sa o signál, ktorý môžeme opísať s využitím goniometrických funkcií, teda pomocou funkcií sínus, prípadne kosínus. [15]

Charakteristickým znakom neperiodického signálu je to, že na intervale $t \in (-\infty, \infty)$ jeho matematický model nevyhovuje podmienke uvedenej v rovnici 1. Matematickým modelom tohto signálu je funkcia času, ktorá je obvykle daná na konečnom intervale (t_1, t_2) , prípadne na intervale (t_1, ∞) . Mimo tohto intervalu má funkcia času neperiodického signálu nulovú hodnotu. [15]

Kváziperiodické signály, často nazývané aj skoroperiodické, sú zložené z harmonických signálov s frekvenciami, ktoré sú násobkom aspoň dvoch základných frekvencií so vzájomným pomerom rovným iracionálnemu číslu. U týchto signálov sa veľkosť periódy mení s časom. [18]

V prípade stochastických signálov a ich dvoch podskupín, stacionárnych a nestacionárnych signálov, sú pri ich definícii využívané niektoré štatistické charakteristiky signálov. Ide najmä o strednú hodnotu signálu $E(X)$, ktorá je základnou charakteristikou pre hodnotenie náhodného signálu vo zvolenom časovom okamžiku. Štatistickou charakteristikou, ktorá popisuje ako sa mení u dynamických dát veľkosť korelácie v čase, je korelačná funkcia. Pokiaľ hodnotíme závislosť hodnôt jedného signálu v dvoch rôznych časových okamžikoch, môžeme hovoriť o autokorelačnej funkcii. [18]

Ďalšou významnou štatistickou charakteristikou je rozptyl. Často býva označovaný aj ako variancia, prípadne disperzia. Jeho značenie môže byť taktiež v rôznych zdrojoch odlišné. Používajú sa označenia $D(X)$, $\text{var}(X)$, $S^2(X)$, často aj $\sigma^2(X)$. [9]

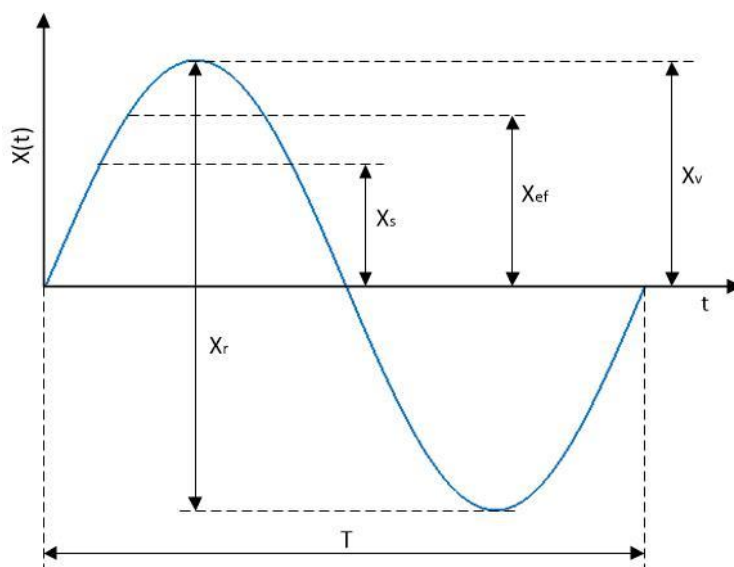
Následne už môžeme pristúpiť k definovaniu stacionárneho a nestacionárneho signálu. Stacionárny signál si v čase zachováva svoje štatistické charakteristiky (strednú hodnotu, rozptyl a autokorelačnú funkciu). Štatistické charakteristiky nestacionárneho signálu sú naopak časovo premenné. Vyhodnocovanie takýchto nestacionárnych signálov je kvôli tomu závislé na čase. [18]

1.3 Analýza signálu v časovej oblasti

Vyhodnocovanie časového priebehu signálu

Časový priebeh signálu charakterizuje niekoľko parametrov. Tieto parametre signálu sa v čase menia. Pre potreby hodnotenia sú to najmä parametre, ktoré sú pre prípad ideálneho harmonického pohybu daného rovnicou 2, zobrazené na obrázku 2. [22]

$$X(t) = X_v \sin \omega t \quad (2)$$



Obr. 2) Parametre hodnotenia časového priebehu kmitavého pohybu (upravené) [22]

- Amplitúda $X(t)$ – okamžitá hodnota sledovaného parametru signálu v čase t . [22]
- Výkmit X_v – maximálna vzdialenosť vrcholu vlny od referenčnej hodnoty. [22]
- Rozkmit X_r – maximálna vzdialenosť protiľahlých vrcholov vlny. [22]
- Stredná hodnota X_s – priemerná hodnota amplitúdy. [22]

$$X_s = \frac{1}{T} \int_0^T |X(t)| dt \quad (3)$$

- Efektívna hodnota X_{ef} – objektívna hodnota používaná v diagnostike. [22]

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (4)$$

Celkové kmitanie

Jedná sa o jednoduchšiu a rýchlejšiu možnosť vibrodiagnostiky, ktorá umožňuje obsluhu získať okamžitú informáciu o stave stroja. Základom tejto metódy je posúdenie hodnoty celkového kmitania, ktoré je meradlom celkovej energie súvisiacej so všetkými frekvenciami kmitania v danom meracom bode. Táto hodnota sa následne porovnáva s meraniami realizovanými v dobe, kedy bol stroj v bezporuchovom stave, prípadne sa porovnáva s nastavenými

poplachovými úrovňami. Odporúčanie pre posúdenie získaných hodnôt uvádza napríklad norma ČSN ISO 20816. [22]

Činiteľ výkmitu (Crest factor)

Táto metóda je veľmi rýchla a lacná, nedostatkom je však jej malá presnosť pri stanovovaní stupňa poškodenia. Činiteľ výkmitu K_v charakterizujeme ako podiel výkmitu a efektívnej hodnoty amplitúdy, ktorá je daná rovnicou 4. [22]

$$K_v = \frac{X_v}{X_{ef}} \quad (5)$$

1.4 Analýza signálu vo frekvenčnej oblasti

Prednosťou analýzy signálu vo frekvenčnej oblasti je oproti analýze v časovej oblasti najmä fakt, že umožňuje lokalizovať vznikajúce poruchy jednotlivých častí sledovaného objektu. Základom takejto analýzy sú predovšetkým poznatky týkajúce sa rozkladu signálu na sústavu periodických funkcií s periódou od nuly do T . [22]

1.4.1 Fourierove rady

Periodický signál, ktorého matematický model vyhovuje podmienke uvedenej v rovnici 1, je možné vyjadriť pomocou Fourierovho radu. Podmienkou pre toto vyjadrenie je, aby periodická funkcia vyhovovala Dirichletovým podmienkam. Znenie slabšej a silnej Dirichletovej podmienky môžeme nájsť napríklad v [15]. Následne už môžeme periodickú funkciu $s(t)$ vyjadriť s využitím funkcií sínus a kosínus ako: [15]

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right] \quad (6)$$

V rovnici 6 sú členy a_0 , a_n , b_n Fourierove koeficienty, ktoré sú dané nasledujúcimi rovnicami.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \quad (7)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos \frac{2\pi n t}{T} dt \quad (8)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin \frac{2\pi n t}{T} dt \quad (9)$$

Koeficient a_0 daný rovnicou 7 je jednosmernou zložkou signálu $s(t)$, jedná sa o časovú strednú hodnotu funkcie $s(t)$ na intervale $t \in \langle t_0, t_0 + T \rangle$. [15]

1.4.2 Fourierova transformácia

Fourierova transformácia predstavuje základný matematický nástroj pre spracovanie a analýzu signálu. Jedná sa o lineárnu integrálnu transformáciu, pri ktorej sa predpokladá, že funkcia $s(t)$,

podrobená transformácii, je absolútne integrovateľná na intervale $(-\infty, \infty)$. Táto podmienka znamená nasledujúce: [16]

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty \quad (10)$$

Následne môžeme pristúpiť k definícii priamej Fourierovej transformácie, nazývanej aj Fourierov obraz. Pre signál $s(t)$ je daná vzťahom 11. [16]

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (11)$$

Kde ω je uhlová frekvencia, pre ktorú platí $\omega = 2\pi f$. [16]

Inverznú Fourierovu transformáciu (časovú funkciu) potom definujeme vzťahom: [16]

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (12)$$

$S(\omega)$ je definované v bodoch spojitosti $s(t)$. V prípade, že sa jedná o body nespojitosti, integrál konverguje k aritmetickému priemeru jednostranných limit. Rovnice 11 a 12 môžeme vo vzájomnej súvislosti vyjadriť podľa nasledujúceho vzťahu: [16]

$$S(\omega) = \mathcal{F}\{s(t)\}, \quad s(t) = \mathcal{F}^{-1}\{S(\omega)\}, \quad s(t) \Leftrightarrow S(\omega) \quad (13)$$

1.4.3 Diskrétna Fourierova transformácia

V praxi sa často stretávame s tým, že skúmaný signál máme k dispozícii v podobe postupnosti hodnôt, z ktorých každá zodpovedá určitému časovému okamžiku. Rozostup medzi jednotlivými vzorkami je často konštantný časový interval T . Hovoríme, že signál je snímaný v pravidelnej vzorkovacej perióde T_{vz} . V takýchto prípadoch, kedy je signál $x(t)$ daný konečnou diskretnou postupnosťou hodnôt dĺžky N , môžeme použiť diskretnú Fourierovu transformáciu (DFT). Táto transformácia pracuje s konečnými postupnosťami v časovej aj frekvenčnej oblasti a priradzuje konečnej postupnosti dĺžky N inú konečnú postupnosť s dĺžkou N . [15]

Priama diskretná Fourierova transformácia medzi konečnými postupnosťami $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ a $\{S[k]\}_{k=0}^{N-1}$ je definovaná vzťahom 14. [16]

$$S[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} \quad (14)$$

Kde $k = 0, 1, \dots, N - 1$. [16]

Inverznú diskretnú Fourierovu transformáciu potom definujeme vzťahom 15. [16]

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{jk\frac{2\pi}{N}n} \quad (15)$$

Kde $n = 0, 1, \dots, N - 1$. [16]

Použitím diskretnej Fourierovej transformácie získavame pre N hodnôt signálu N hodnôt spektra, ktoré sú rozložené v konštantných hodnotách frekvencií, ktorých počiatok je v $f = 0$ a navzájom sú vzdialené o Δf dané rovnicou 16. [11]

$$\Delta f = \frac{f_{vz}}{N} = \frac{1}{NT} \quad (16)$$

Kde T je časový interval medzi jednotlivými vzorkami, z čoho vyplýva, že NT je celková dĺžka signálu v čase. [11]

Rozostup frekvencií uvedený v rovnici 16 býva označovaný aj ako frekvenčný bin. Množina frekvencií spomenutých v predchádzajúcom odstavci, ktoré sú od seba vzdialené o Δf , sa nazýva aj DFT mriežka. Výhoda DFT spočíva v tom, že pre diskretné vyjadrený signál poskytuje diskretné vyjadrený výsledok, ktorý je možné ďalej číslicovo spracovávať. Keďže platí, že diskretný tvar vyjadrenia vo frekvenčnej oblasti zodpovedá periodickému vyjadreniu v časovej oblasti, diskretná Fourierova transformácia vníma vstupný signál dĺžky N ako jednu periódu fiktívneho signálu, ktorého spektrum touto transformáciou získame. [11]

Pokiaľ uvažujeme postupnosti $s_1[n]$ a $s_2[n]$ dĺžky N a ich obrazy DFT $S_1[k]$ a $S_2[k]$, ktoré sú opäť dĺžky N , pre DFT platia nasledujúce vybrané vlastnosti:

- Linearita – obrazom lineárnej kombinácie postupností dĺžky N je lineárna kombinácia obrazov. [16]

$$as_1[n] + bs_2[n] \Leftrightarrow aS_1[k] + bS_2[k] \quad (17)$$

Kde konštanty $a \in \mathbb{C}, b \in \mathbb{C}$.

- Obraz reálnej postupnosti – pre obraz $S[k]$ reálnej postupnosti $s[n]$ s N členmi platí nasledujúce. [16]

$$S[k] = S^*[N - k] \quad (18)$$

Kde $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

- Posun v čase – pri kruhovom posune signálu o n_0 vzoriek ($s[n - n_0]$) získame nasledujúce spektrum. [11]

$$S[k] e^{-jk\frac{2\pi}{N}n_0}$$

- Posun vo frekvencii – kruhový posun spektra $S[k - k_0]$ vo frekvenčnej oblasti môžeme získať nasledovne. [11]

$$s[n] e^{-jk\frac{2\pi}{N}n_0}$$

Takto získame komplexný signál v časovej oblasti.

1.4.4 Rýchla Fourierova transformácia

Aj keď diskretná Fourierova transformácia poskytuje možnosť číslicovo spracovávať získaný výsledok, jej nevýhoda spočíva vo väčšej výpočtovej náročnosti. K jej výpočtu je pre záznam o dĺžke N potrebných celkom N^2 sčítaní a N^2 násobení komplexných čísel. Preto bol v roku 1964 publikovaný algoritmus značne urýchľujúci výpočet. Tento algoritmus je označovaný ako rýchla Fourierova transformácia (FFT – Fast Fourier Transform). [18]

Princíp FFT spočíva v rozdelení pôvodnej postupnosti vzoriek na dve skupiny, najčastejšie na vzorky s párnym poradím a na vzorky s nepárnym poradím. Následne je možné realizovať DFT pre každú z týchto skupín samostatne. Pri použití algoritmu FFT sa spravidla musíme obmedziť na postupnosti dĺžky $N = 2^n$, kde n je prirodzené číslo. [18]

Pre FFT platí vzťah medzi vzorkovacou frekvenciou a počtom vzoriek, ktorý je uvedený v rovnici 19. Tento vzťah udáva rozlíšiteľnosť frekvenčnej analýzy, ktorá je jedným z jej základných parametrov. [22]

$$r = \frac{1}{N T_{vz}} = \frac{f_{vz}}{N} \quad (19)$$

Kde: f_{vz} – vzorkovacia frekvencia
 T_{vz} – perióda vzorkovania
 N – počet vzoriek signálu.

Okrem toho medzi základné parametre patria taktiež:

- Frekvenčný rozsah – základné pásmo od 0 Hz do $f_{vz}/2$ nezávislé na počte vzoriek. [22]
- „Zoom“ faktor – udáva pomerné zmenšenie frekvenčného rozsahu pri použití frekvenčnej lupy. [22]
- Počet spektrálnych čiar – obvykle je rovný $N/2$. [22]

Pre ilustráciu algoritmu FFT zvolíme konečnú postupnosť $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ dĺžky $N = 4$. Rovnicu 14 rozopíšeme pre hodnoty $k = 0, 1, 2, 3$. [16]

$$\begin{aligned} k = 0: \quad S[0] &= s[0] + s[1] + s[2] + s[3] \\ k = 1: \quad S[1] &= s[0] + s[1] e^{-j\frac{\pi}{2}} + s[2] e^{-j\pi} + s[3] e^{-j\frac{3\pi}{2}} \\ k = 2: \quad S[2] &= s[0] + s[1] e^{-j\pi} + s[2] e^{-j2\pi} + s[3] e^{-j3\pi} \\ k = 3: \quad S[3] &= s[0] + s[1] e^{-j\frac{3\pi}{2}} + s[2] e^{-j3\pi} + s[3] e^{-j\frac{9\pi}{2}} \end{aligned} \quad (20)$$

Následne využijeme známy Eulerov vzťah. [16]

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (21)$$

S využitím rovnice 21 je zrejmé, že môžeme niektoré členy v rovnici 20 prepočítať. [16]

$$\begin{aligned} e^{-j\frac{3\pi}{2}} &= e^{-j\pi} e^{-j\frac{\pi}{2}} = (-1) e^{-j\frac{\pi}{2}} = -e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j3\pi} &= e^{-j2\pi} e^{-j\pi} = 1 e^{-j\pi} = -1 \\ e^{-j\frac{9\pi}{2}} &= e^{-j\frac{6\pi}{2}} e^{-j\frac{3\pi}{2}} = e^{-j3\pi} (-e^{-j\frac{\pi}{2}}) = (-1) (-e^{-j\frac{\pi}{2}}) = e^{-j\frac{\pi}{2}} \end{aligned} \quad (22)$$

Ak využijeme prepočet z rovnice 22, môžeme rovnicu 20 upraviť do nasledujúcej podoby. [16]

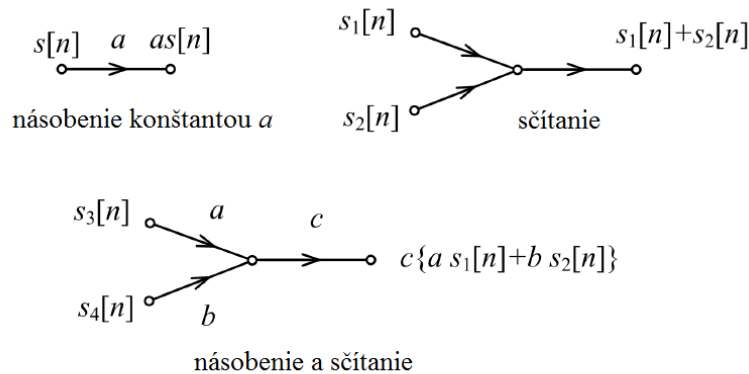
$$\begin{aligned}
 S[0] &= s[0] + s[1] + s[2] + s[3] \\
 S[1] &= s[0] + s[1] e^{-j\frac{\pi}{2}} - s[2] - s[3] e^{-j\frac{\pi}{2}} \\
 S[2] &= s[0] - s[1] + s[2] - s[3] \\
 S[3] &= s[0] - s[1] e^{-j\frac{\pi}{2}} - s[2] + s[3] e^{-j\frac{\pi}{2}}
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

V rovnici 23 môžeme ďalej združiť niektoré členy a zmeniť poradie členov. [16]

$$\begin{aligned}
 S[0] &= s[0] + s[2] + s[1] + s[3] \\
 S[1] &= s[0] - s[2] + \{s[1] - s[3]\} e^{-j\frac{\pi}{2}} \\
 S[2] &= s[0] + s[2] - \{s[1] + s[3]\} \\
 S[3] &= s[0] - s[2] - \{s[1] - s[3]\} e^{-j\frac{\pi}{2}}.
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

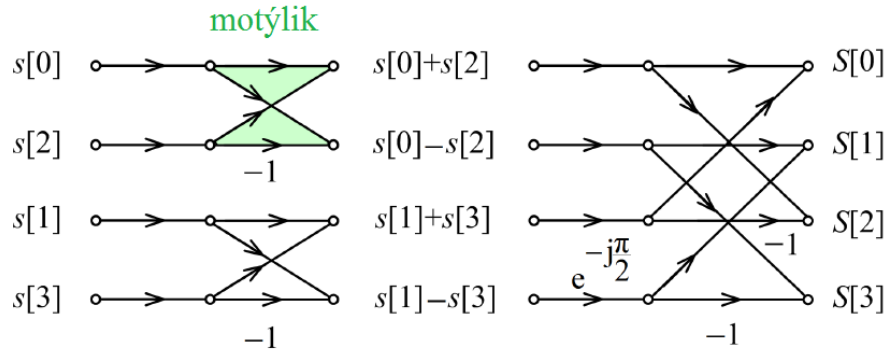
Týmito úpravami sme dosiahli podstatné zjednodušenie pôvodných výrazov v rovnici 20. Jediným výrazom, ktorý musíme vypočítať, je výraz $e^{-j\frac{\pi}{2}} = \cos\frac{\pi}{2} - j \sin\frac{\pi}{2} = -j$. To prináša značnú úsporu v počte operácií pri algoritme FFT oproti DFT. [16]

Výpočet postupnosti koeficientov $\{S[k]\}_{k=0}^{N-1}$ sa často znázorňuje grafom signálových tokov. Na obrázku 3 vidíme základné operácie sčítania a násobenia pre grafy signálových tokov. [16]



Obr. 3) Vyjadrenie základných operácií grafmi signálových tokov (upravené) [16]

Rovnicu 24 môžeme potom vyjadriť pomocou grafu signálových tokov, ako je tomu na obrázku 4. [16]



Obr. 4) Vyjadrenie rovnice 24 pomocou grafu signálových tokov [16]

Na obrázku 4 vidíme, že hodnoty postupnosti $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ nie sú zoradené v prirodzenom poradí. Hovoríme, že tieto hodnoty sú zoradené v bitovo-reverzovanom poradí. Keďže počet vzoriek je $4 = 2^2$, zaujíma nás dvojmiestna bitová reverzácia. Pokiaľ jednotlivé indexy postupnosti $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ zapíšeme podľa poradia na obrázku 4 v binárnej sústave, získame: [16]

$$(0)_{10} \Leftrightarrow (00)_2$$

$$(2)_{10} \Leftrightarrow (10)_2$$

$$(1)_{10} \Leftrightarrow (01)_2$$

$$(3)_{10} \Leftrightarrow (11)_2$$

Vyjadrenie indexov postupnosti $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ v binárnej sústave podľa poradia z obrázku 4 bude po bitovej reverzácii vyzerat' nasledovne: [16]

$$(00)_2 \rightarrow (00)_2 \Leftrightarrow (0)_{10}$$

$$(10)_2 \rightarrow (01)_2 \Leftrightarrow (1)_{10}$$

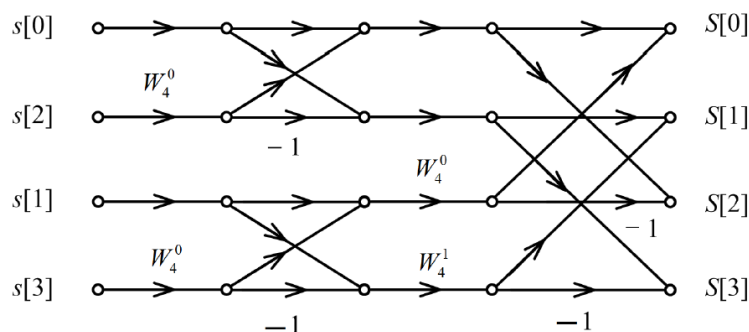
$$(01)_2 \rightarrow (10)_2 \Leftrightarrow (2)_{10}$$

$$(11)_2 \rightarrow (11)_2 \Leftrightarrow (3)_{10}$$

Tieto výrazy nám ukazujú dôvod, prečo sú členy postupnosti $\{s[n]\}_{n=0}^{N-1}$ v grafe signálových tokov na obrázku 4 zoradené v bitovo-reverzovanom poradí. Takýmto spôsobom získame členy postupnosti $\{S[k]\}_{k=0}^{N-1}$ v prirodzenom poradí. [16]

Výsledný algoritmus FFT pre $N = 4$ je zobrazený na obrázku 5. Tento algoritmus je často označovaný aj ako algoritmus typu DIT (Decimation in Time). Ako sme už spomenuli, vstupná postupnosť sa delí na dve polovice, na vzorky s párnym poradím a na vzorky s nepárnym poradím. Toto delenie pokračuje, až sa dostaneme na základné dvojbodové postupnosti. To je prirodzene možné len vtedy, ak je N mocninou so základom 2. Vtedy je možné dosiahnuť u algoritmu najvyššiu efektívitu výpočtu. Okrem toho však existujú aj

postupy pre prípady trojbodových, prípadne päťbodových postupností, avšak za cenu nižšej efektivity výpočtu. [16]



Obr. 5) Výsledný algoritmus FFT pre $N = 4$ [16]

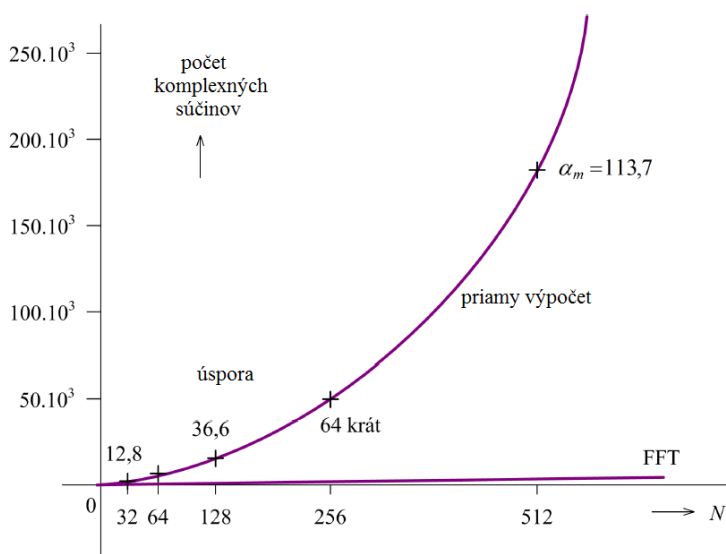
V grafe signálových tokov sa môžeme často stretnúť s výrazom W_N^r . Jeho význam je vyjasnený v rovnici 25. [16]

$$W_N^r = \left(e^{-j\frac{2\pi}{N}} \right)^r = e^{-jr\frac{2\pi}{N}}. \quad (25)$$

Ak by sme mali porovnať výpočtovú náročnosť FFT a DFT, je najprv potrebné vyjadriť počet operácií u FFT. Základná dvojbodová DFT operácia sa nazýva motýlik (butterfly). Pri algoritme FFT so základom 2 sa zameriame na počet súčinov, nakoľko táto operácia je časovo náročnejšia. Algoritmus FFT obsahuje $m = \log_2 N$ stupňov. Každý stupeň obsahuje $N/2$ motýlikov a jeden motýlik obsahuje priemerne jeden súčin. Celkový počet násobení pri algoritme FFT je teda $m \cdot N/2$. Úsporu v počte operácií môžeme teda vyjadriť rovnicou 26. [16]

$$\alpha_m = \frac{N^2}{m \frac{N}{2}} = \frac{2N}{m} = \frac{2N}{\log_2 N}. \quad (26)$$

Obrázok 6 potom znázorňuje porovnanie počtu súčinov pri DFT a algoritme FFT.



Obr. 6) Porovnanie počtu súčinov pri DFT a algoritme FFT (upravené) [16]

2 CHYBY OVPLYVNÚJÚCE RÝCHLU FOURIEROVU TRANSFORMÁCIU

Prechádzajúca kapitola nám priblížila možnosti vyhodnocovania signálov v časovej, ale najmä vo frekvenčnej oblasti. Z uvedených poznatkov je zrejmé, že rýchla Fourierova transformácia (FFT) skutočne predstavuje vhodný a účinný nástroj pre vyhodnocovanie signálov vo frekvenčnej oblasti. Svoje využitie nachádza napríklad v oblasti technickej diagnostiky na lokalizovanie vznikajúcich porúch diagnostikovaného objektu. Avšak aj pri použití algoritmu FFT môže dôjsť ku chybám, kvôli ktorým dochádza ku skresleniu získaného výsledku a jeho nevhodnej interpretácii.

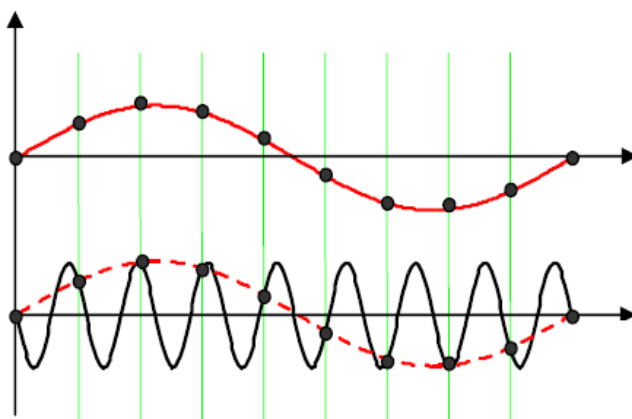
V tejto kapitole sa zameriame na chyby, ktoré môžu mať vplyv na získaný výsledok a z toho plynúce požiadavky na signál.

2.1 Chyba typu aliasing

Ide o chybu, ku ktorej dochádza v prípade, že vzorkovacia frekvencia f_{vz} nie je dostatočne vysoká na to, aby zachytila skutočný priebeh meraného signálu. Shannon-Kotelnikovov teorém hovorí o vzťahu medzi vzorkovacou frekvenciou f_{vz} a najvyššou frekvenciou f_{max} obsiahnutou v signáli. Minimálna vzorkovacia frekvencia je podľa tohto teorému daná rovnicou 27. [1]

$$f_{vz} \geq 2f_{max} \quad (27)$$

Pokiaľ by signál obsahoval zložky s frekvenciou vyššou než $f_{vz}/2$, tieto zložky by sa objavili zrkadlené v rozsahu 0 až $f_{vz}/2$. Zdanlivo by sa teda javili ako nízkofrekvenčné a boli nerozlíšiteľné od skutočne nízkofrekvenčných zložiek. Chybu typu aliasing môžeme vidieť na obrázku 7. Zvolená vzorkovacia frekvencia je pre priebeh signálu na obrázku hore dostatočná. Avšak pre priebeh signálu na obrázku dole je už rovnaká vzorkovacia frekvencia nedostatočná, práve kvôli vyššej frekvencii signálu. Výsledkom je chybné nameraný priebeh signálu, ktorý je znázornený červenou čiarkovanou čiarou. [1]



Obr. 7) Chyba typu aliasing [1]

Dnešné FFT analyzátory však už bežne obsahujú anti-aliasingový filter, ktorý dokáže túto chybu pomerne jednoducho potlačiť. Tento filter zložky s frekvenciou vyššou než $f_{vz}/2$ z pôvodného signálu odstráni. Charakteristika filtra nie je úplne kolmá, preto sa ešte horná časť

spektra odstraňuje (od $0,8 f_{vz}/2$ do $f_{vz}/2$). Vzťah medzi vzorkovacou frekvenciou a najvyššou frekvenciou obsiahnutou v signáli je potom možné vyjadriť rovnicou 28. [1]

$$f_{vz} = 2,56 f_{max} \quad (28)$$

2.2 Chyba typu leakage

Ako sme už spomenuli, algoritmus FFT je vlastne zrýchlením výpočtu DFT. Vstupný signál je pri DFT chápaný ako periodické predĺženie analyzovanej časti signálu. V prípade, že sa do tejto časti nepodarí zahrnúť celistvý počet periód, dochádza k chybe typu leakage (presakovanie energie z jedného frekvenčného binu do druhého). [11]

K presakovaniu energie z jedného frekvenčného binu do druhého dochádza v prípade, kedy s ohľadom na počet vzoriek N nie je splnená podmienka koherencie. Jej tvar udáva rovnica 29. [23]

$$NT_{vz} = mT_{sig} \quad (29)$$

Kde:

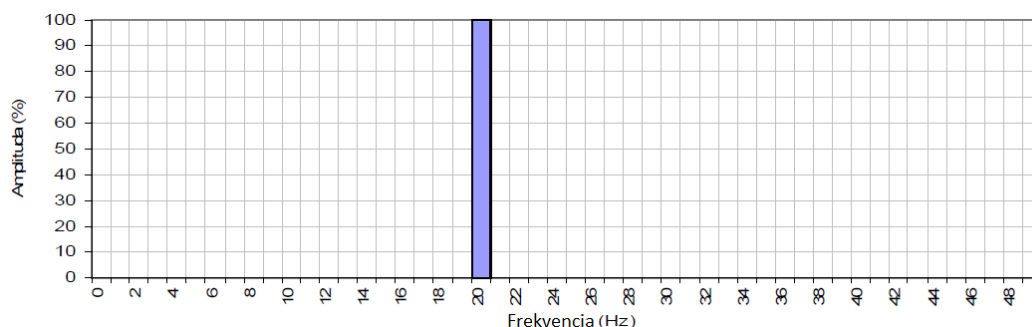
- N – počet vzoriek signálu
- T_{vz} – vzorkovacia perióda
- m – ľubovoľné celé kladné číslo
- T_{sig} – perióda signálu.

Nasledujúce obrázky ilustrujú splnenie, respektíve nesplnenie podmienky koherencie. Na obrázku 8 je podmienka koherencie splnená. Na obrázku 9 je však kvôli vyššej vzorkovacej frekvencii, tým pádom nižšej vzorkovacej perióde, podmienka koherencie nesplnená. Vstupné parametre signálu s ohľadom na rovnicu 29 sú uvedené v tabuľke 1, kde f_{sig} znamená frekvenciu signálu. [23]

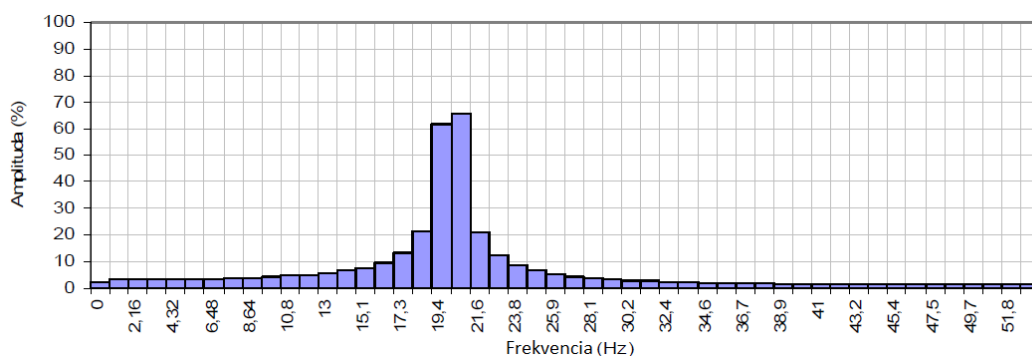
Tab 1) Vstupné parametre signálu pre obrázky 8 a 9 [23]

	Obr. 8	Obr. 9
f_{sig} [Hz]	20	20
N [–]	100	100
f_{vz} [Hz]	100	108
m [–]	20	18,52

Nesplnenie podmienky koherencie môže mať zásadný vplyv na podobu získaného výsledku. [23] udáva, že odchýlka amplitúdy sa môže pohybovať až okolo 35 % a odchýlka frekvencie môže činiť až približne 3 %.



Obr. 8) Splnenie podmienky koherencie (upravené) [23]



Obr. 9) Nesplnenie podmienky koherencie (upravené) [23]

2.2.1 Okná Fourierovej transformácie

Častým spôsobom potlačenia chyby typu leakage je v praxi vynásobenie signálu vhodnou funkciou, často nazývanou váhové okno. Táto funkcia utlmí vhodným spôsobom amplitúdu signálu na oboch jeho koncoch. Existuje niekoľko druhov okien. Ich vhodnosť použitia závisí od konkrétneho analyzovaného signálu. Prehľad jednotlivých druhov okien a ich použitia uvádza napríklad [12]. My sa zameriame na najpoužívanejšie z nich. [11]

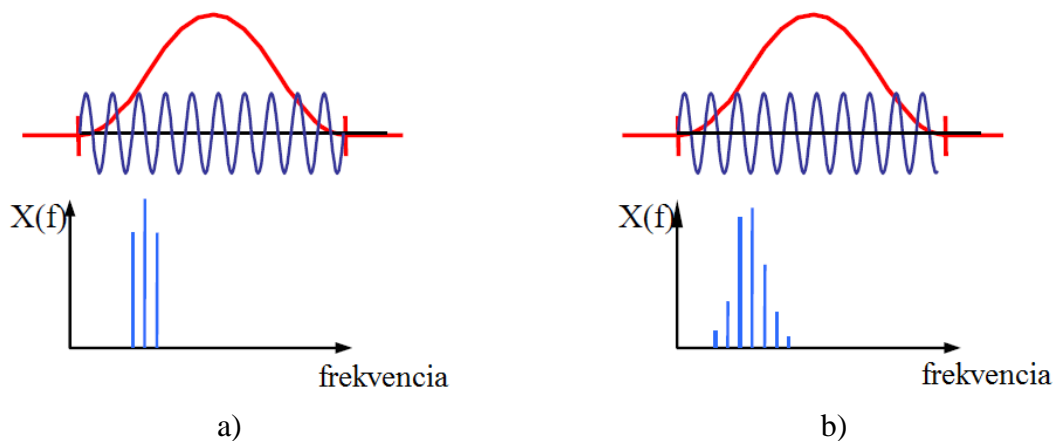
Hanningove okno

Toto okno sa v praxi používa najčastejšie. Patrí medzi kosínusové okná, ktorých priebeh je tvorený jednou alebo viacerými kosínusovými funkciami. Toto okno zmierňuje postranné laloky v spektre. Vzťah pre jeho vyjadrenie je nasledujúci. [10]

$$w(h) = 0,5 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (30)$$

Kde $0 \leq n \leq N$.

Použitie Hanningovho okna znázorňuje obrázok 10. V prípade periodického signálu naľavo je jeho použitím výsledok o niečo horší ako v prípade, kedy by sme žiadne okno nepoužili. Dochádza k miernemu skresleniu spektra. Pri neperiodickom signáli napravo je však situácia podstatne lepšia, aj keď k úplnému potlačeniu presakovania energie nedôjde. [1]

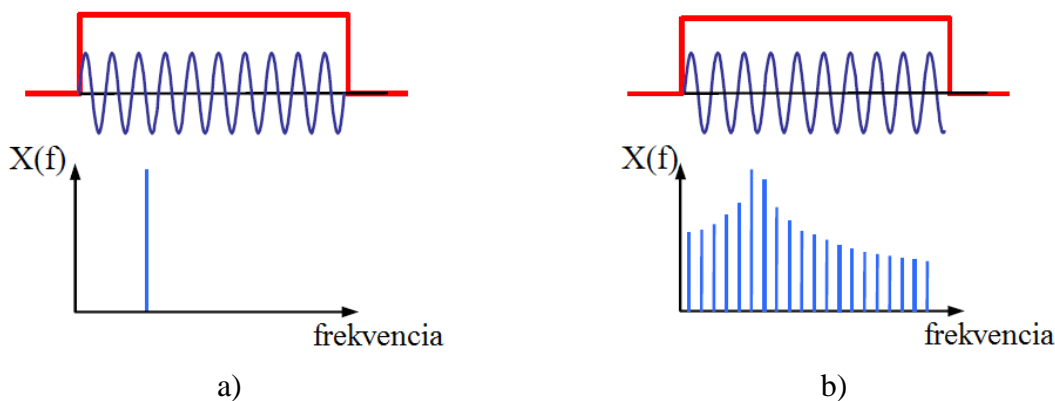


Obr. 10) Použitie Hanningovho okna (upravené) [1]

Legenda: a) Periodický signál
b) Neperiodický signál

Obdĺžnikové okno (Rectangular window)

Obdĺžnikové okno násobí amplitúdu signálu v celom rozsahu jednotkou. Je ekvivalentom priameho výpočtu DFT bez použitia okna. Obrázok 11 zobrazuje použitie obdĺžnikového okna pre periodický signál (a) a neperiodický signál (b). Nakoľko je toto okno ekvivalentom výpočtu DFT bez použitia váhového okna, pri periodickom signáli nedochádza oproti Hanningovmu oknu ku žiadnemu skresleniu výsledku. Neperiodický signál napravo s neceločíselným počtom periód sínusového signálu bude algoritmus transformácie modelovať pomocou ďalších sínusových priebehov a tým dôjde k úniku energie do množstva ďalších spektrálnych čiar. Obdĺžnikové okno tento fakt nijako nepotlačí a získaný výsledok sa nebude nijako líšiť od výsledku bez použitia váhového okna. [1]



Obr. 11) Použitie obdĺžnikového okna (upravené) [1]

Legenda: a) Periodický signál
b) Neperiodický signál

Flat-top okno

Flat-top okno dáva veľkú váhu signálu uprostred záznamu. Na začiatku a konci záznamu je váha dokonca záporná. Používa sa pre čo najpresnejšie odčítanie amplitúdy. [11, 18]

Okno Blackman-Harris

Vhodné pre analýzu zložiek signálu, ktoré majú rozdielnú amplitúdu a sú dostatočne frekvenčne vzdialené. [11]

Bartlettovo okno

Toto okno má tvar trojuholníka, preto sa nazýva aj trojuholníkové okno. Je vhodné pre analýzu širokopásmových signálov. [18]

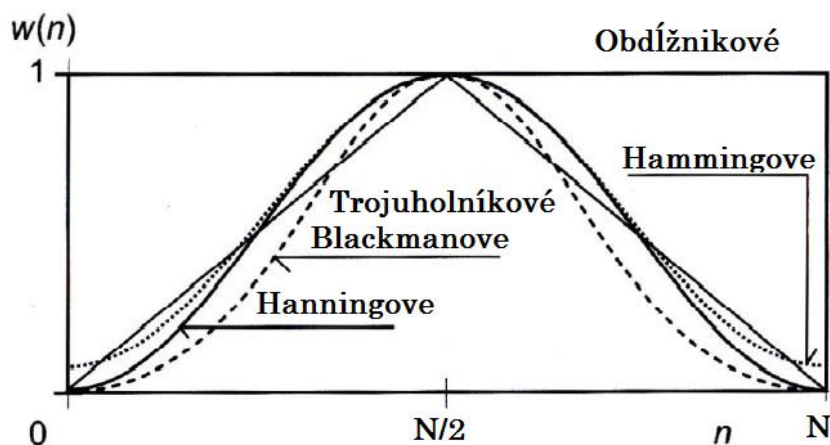
Hammingovo okno

Ide o obdobu Hanningovho okna s tým rozdielom, že rovnicu 30 mierne upravíme. Tvar Hammingovho okna udáva rovnica 31. [11]

$$w(k) = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (31)$$

Kde $0 \leq n \leq N$.

Časové priebehy niektorých zo spomenutých okien môžeme vidieť na obrázku 12.



Obr. 12) Časové priebehy rôznych okien (upravené) [11]

3 DIAGNOSTIKA BEŽNÝCH PORÚCH

Frekvenčná analýza je dôležitým nástrojom v oblasti technickej diagnostiky. Analýzou frekvenčného spektra môžeme získať množstvo užitočných informácií o vznikajúcich poruchách a predísť tak závažnejším škodám. Jednou z najbežnejších a najefektívnejších metód v oblasti diagnostiky je práve analýza frekvenčných spektier.

V tejto kapitole sa zameriame na popis najbežnejších porúch a využitie FFT pri ich diagnostike.

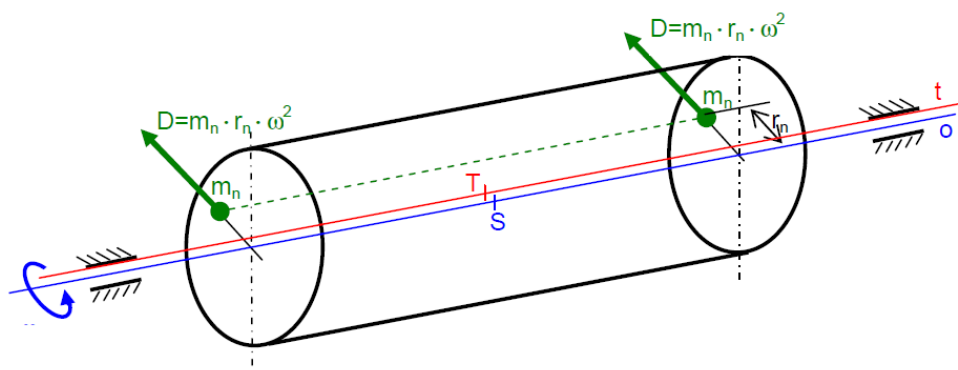
3.1 Nevyváženosť

Vznik nevyváženosti zariadenia je spôsobený nesúmerne rozloženou hmotou vzhľadom k osi rotácie, kvôli čomu sa hlavná os zotrvačnosti nezhuďuje s osou rotácie. To má za následok vznik odstredivej sily. V praxi patrí tento typ poruchy medzi najbežnejšie a má za následok vznik veľkého dynamického namáhania, ktoré môže významne skrátiť životnosť zariadenia, keďže celková rýchlosť vibrácií spôsobená nevyváženosťou stúpa s kvadrátom otáčok. Nevyváženosť sa delí na tri typy: statickú, momentovú a dynamickú. [1, 2]

3.1.1 Statická nevyváženosť

O statickú nevyváženosť sa jedná v prípade, kedy je hlavná os zotrvačnosti t (červená) posunutá vzhľadom k osi rotácie o (modrá), ale je s ňou rovnobežná. Takúto situáciu môžu predstavovať dva rovnaké body, každý s hmotnosťou m_n , ktoré sú uložené symetricky vzhľadom k rovine kolmej na os rotácie a prechádzajúcu ťažiskom T . Tento prípad zobrazuje obrázok 13. [1]

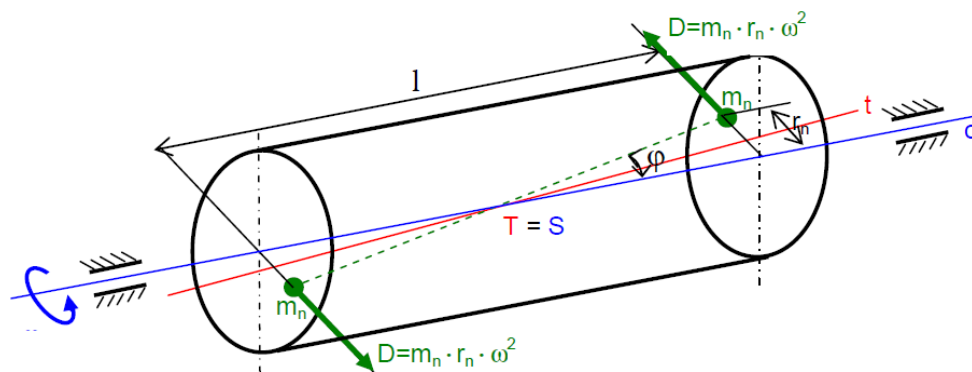
V praxi sa tento typ nevyváženosti vyskytuje len zriedkavo najmä pri rotujúcich kotúčoch, ktorých priemer je podstatne väčší než ich šírka. Prejav statickej nevyváženosti vo frekvenčnom spektre sa vyznačuje výraznou amplitúdou na otáčkovej frekvencii (1X) v radiálnom smere na oboch ložiskách s nulovým alebo malým fázovým posunom ($\pm 30^\circ$). Fázový rozdiel medzi vibráciami v horizontálnom a vertikálnom smere na každom ložisku predstavuje približne 90° ($\pm 30^\circ$). Frekvenčné spektrum statickej nevyváženosti je na obrázku 15. [2]



Obr. 13) Statická nevyváženosť [1]

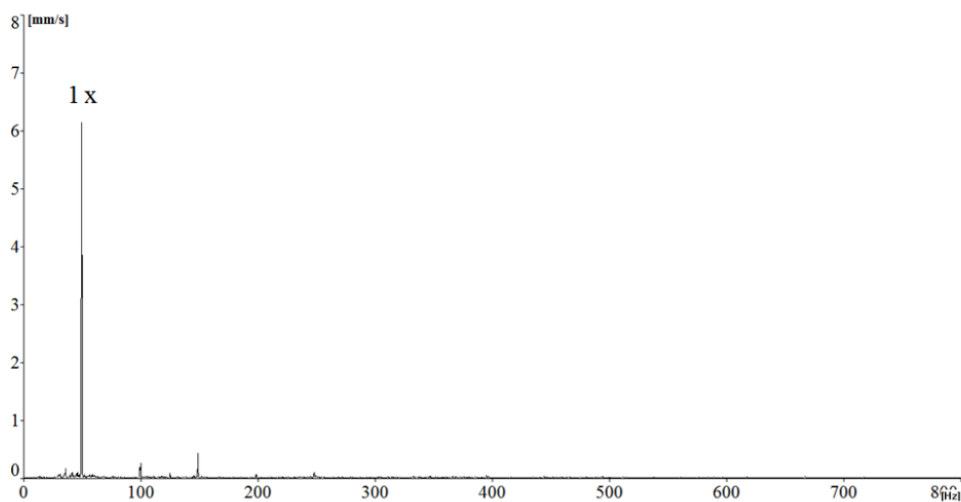
3.1.2 Momentová nevyváženosť

Pri momentovej nevyváženosti je ťažisko rotora na osi rotácie, avšak os rotácie je rôznobežná s hlavnou osou zotrvačnosti. Obrázok 14 znázorňuje momentovú nevyváženosť, kedy sú symetricky umiestnené dva body s rovnakou hmotnosťou m_n , vychýlené od stredu o polomer r_n . Tento typ nevyváženosti sa prejaví až pri pohybe rotora, kedy spomenuté body spôsobia odstredivé sily D vytvárajúce silovú dvojicu vychylujúcu hlavnú os zotrvačnosti. [1]



Obr. 14) Momentová nevyváženosť [1]

Momentová nevyváženosť sa opäť prejavuje výraznou amplitúdou na otáčkovej frekvencii (1X) v radiálnom smere na oboch ložiskách, pričom môžu byť zvýšené aj axiálne vibrácie. Fázový posun medzi vibráciami v horizontálnom smere na vonkajšom aj vnútornom ložisku je približne 180° . Rovnaký posun platí aj pre vertikálny smer. Rozdiel fáz medzi vibráciami v horizontálnom a vertikálnom smere je na každom ložisku približne 90° ($\pm 30^\circ$). Frekvenčné spektrum momentovej nevyváženosti je na obrázku 15. [1, 2]

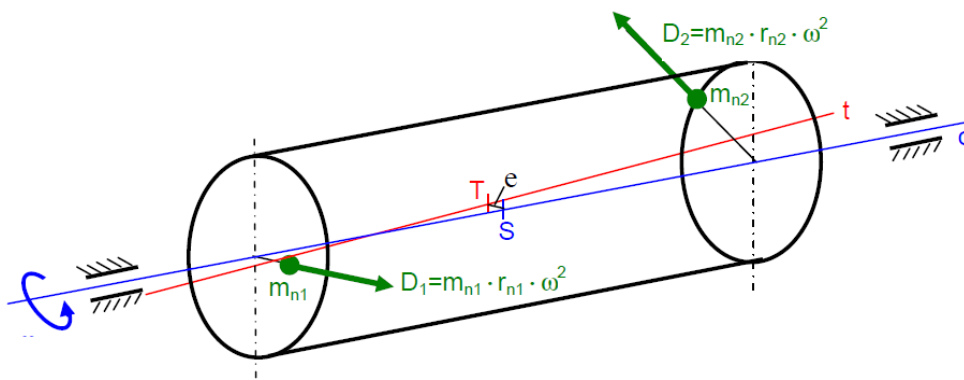


Obr. 15) Frekvenčné spektrum statickej alebo momentovej nevyváženosti [3]

3.1.3 Dynamická nevyváženosť

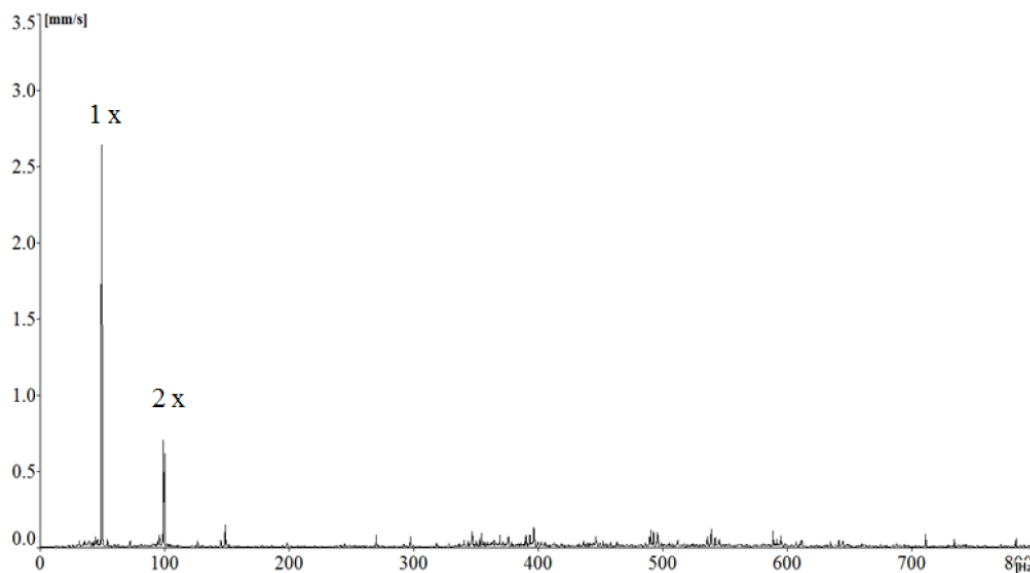
Tento typ nevyváženosti je často nazývaný aj ako všeobecná nevyváženosť. Ide o najbežnejší typ nevyváženosti, ktorý je kombináciou statickej a momentovej nevyváženosti. Z toho vyplýva, že v prípade dynamickej nevyváženosti je os rotácie mimobežná s hlavnou osou zotrvačnosti telesa. Dynamická nevyváženosť je zobrazená na obrázku 16. Pre ilustráciu si tento

typ nevyváženosti môžeme predstaviť prostredníctvom dvoch bodov s rozdielnymi hmotnosťami m_{n1} a m_{n2} s ľubovoľnou polohou na rotore. Tieto body spôsobia pri pohybe rotora vznik odstredivých síl, ktoré sú na obrázku 16 označené ako D_1 a D_2 . [1]



Obr. 16) Dynamická nevyváženosť [1]

Vo frekvenčnom spektre vibrácií sa dynamická nevyváženosť prejavuje dominantnou amplitúdou na otáčkovej frekvencii v radiálnom smere na oboch ložiskách, pričom sa pri veľkej nevyváženosti môže objaviť zvýšená amplitúda na druhom násobku otáčkovej frekvencie (2X). Fázový rozdiel medzi vibráciami na vonkajšom aj vnútornom ložisku v horizontálnom smere môže byť v rozmedzí 0° až 180° . Platí však, že fázový rozdiel v horizontálnom smere má byť zhodný s fázovým rozdielom vo vertikálnom smere ($\pm 30^\circ$). Frekvenčné spektrum dynamickej nevyváženosti je zobrazené na obrázku 17. [2]



Obr. 17) Frekvenčné spektrum dynamickej nevyváženosti [3]

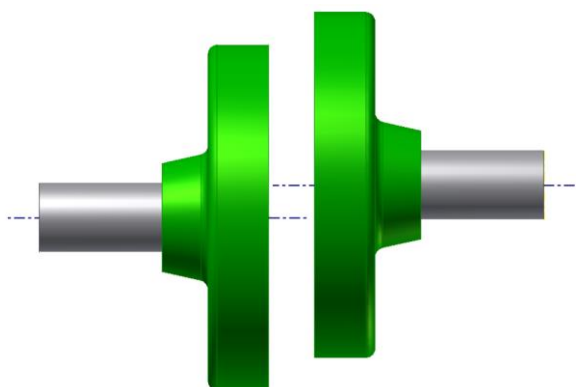
3.2 Nesúososť

Ďalšou z bežných porúch strojov je nesúososť, ktorá vzniká v dôsledku nesprávneho ustavovania strojov. To ďalej vedie k veľkému namáhaniu spojky a dodatočnej deformácii hriadeľa. Okrem toho dochádza aj k zvyšovaniu namáhania ložísk, prevodoviek, z čoho

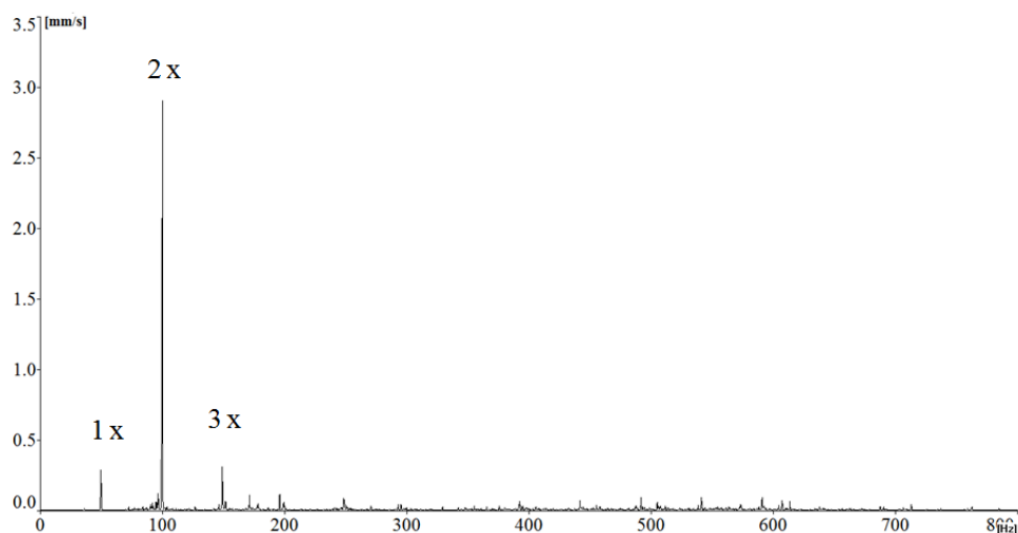
pramení aj následne zvyšovanie vibrácií. Rozlišujeme dva typy nesúososti: paralelnú a uhlovú nesúososť. [2]

3.2.1 Paralelná nesúososť

Táto nesúososť je nazývaná aj rovnobežná nesúososť. Dochádza k nej v prípade, že osi rotácie hriadeľov sú posunuté rovnobežne. Tento prípad zobrazuje obrázok 18. Tento typ nesúososti sa prejavuje veľkými radiálnymi vibráciami s rozdielom fáz cez spojku približne 180° . Amplitúda druhého násobku otáčkovej frekvencie môže byť často vyššia než amplitúda otáčkovej frekvencie. Rastúce presadenie hriadeľa môže vo frekvenčnom spektre generovať zvýšené amplitúdy na štvrtom až ôsmom násobku otáčkovej frekvencie. Frekvenčné spektrum paralelnej nesúososti je na obrázku 19. [1, 2]



Obr. 18) Paralelná nesúososť [3]

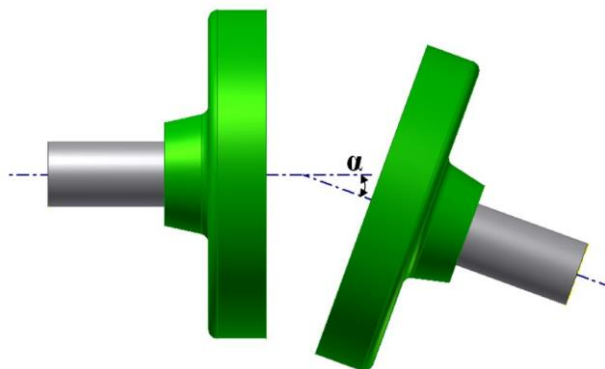


Obr. 19) Frekvenčné spektrum paralelnej nesúososti v radiálnom smere [3]

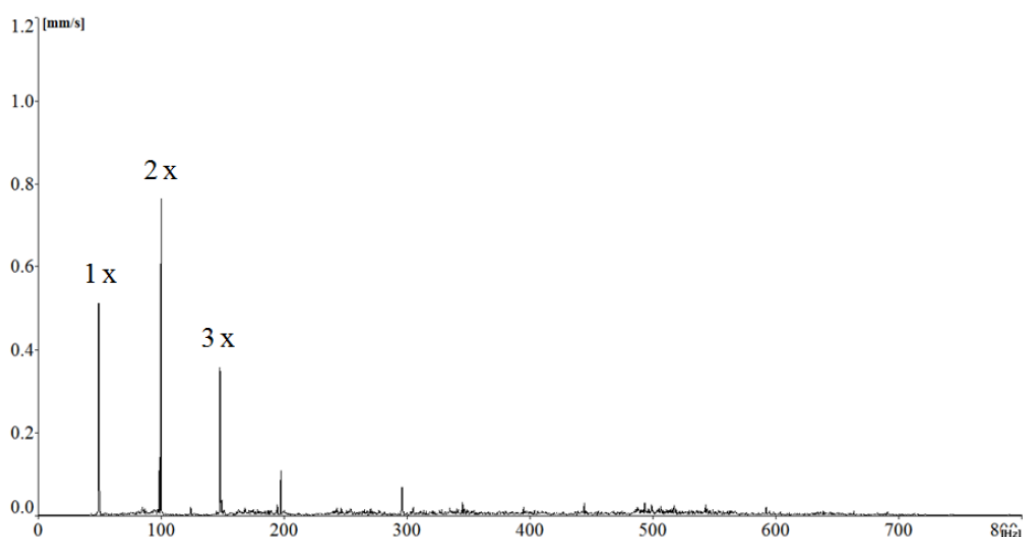
3.2.2 Uhlová nesúososť

Pri uhlovej nesúososti sú osi rotácie hriadeľov rôznobežné. Táto situácia je zobrazená na obrázku 20. Typickým prejavom sú veľké axiálne vibrácie. Fázový rozdiel vibrácií cez spojku je opäť približne 180° . Dominantná amplitúda sa môže nachádzať na prvom, druhom, prípadne treťom násobku otáčkovej frekvencie. Môže však nastať aj situácia, kedy vo frekvenčnom

spektre dominujú amplitúdy na prvom a druhom násobku otáčkovej frekvencie. Výrazná uhlová nesúososť sa môže prejaviť generovaním ďalších harmonických násobkov frekvencie otáčania. Frekvenčné spektrum uhlovej nesúososti je na obrázku 21. [1, 2]



Obr. 20) Uhlová nesúososť [3]



Obr. 21) Frekvenčné spektrum uhlovej nesúososti v axiálnom smere [3]

3.3 Poruchy valivých ložísk

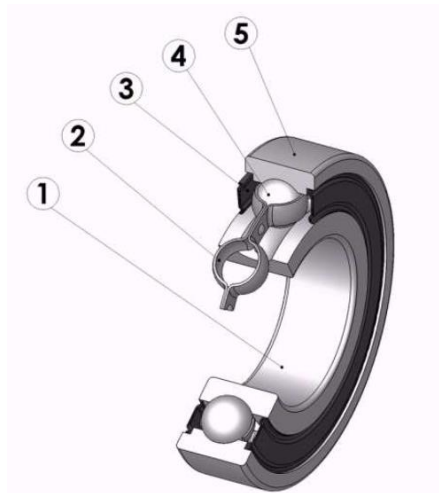
Valivé ložiská sú v súčasnosti neodmysliteľnou súčasťou väčšiny strojov. Ich základnou úlohou je zníženie trenia v rotujúcich súčiastiach stroja a prenos síl z týchto súčastí do konštrukcie stroja. Životnosť valivých ložísk môže obmedziť množstvo faktorov. Patria medzi nich napríklad nedokonalé mazanie, nadmerné vibrácie, vysoké zaťaženie, znečistenie špinou, pôsobenie vlhkosti v ložisku, nesprávne uskladnenie, výber nevhodného ložiska na daný účel, ale aj nesprávna montáž. [1]

Na obrázku 22 vidíme základné komponenty, z ktorých sa skladá valivé ložisko. V rámci valivého ložiska môžu byť použité rôzne typy valivých elementov, ako je napríklad guľička, valček, kuželík, ihlový valček. [1]

V prípade, že dochádza k rozvoju poškodenia valivého ložiska, môžeme vo frekvenčnom spektre objaviť tri typy frekvencií, vlastné frekvencie komponentov daného ložiska, náhodné ultrazvukové frekvencie a frekvencie porúch ložiska. [1]

Vlastné frekvencie jednotlivých komponentov ložiska sú najčastejšie v pásme od 500 do 2000 Hz. Detekcia vlastných frekvencií pri poruche ložiska súvisí s periodickými nárazmi valivých elementov na poruchy na valivých dráhach. [1]

Náhodné ultrazvukové frekvencie sú merané v oblasti od 50 do 60000 Hz. Meranie sa realizuje pomocou niekoľkých metód. Patria k nim napríklad meranie vysokofrekvenčnej spektrálnej hustoty zrýchlenia (HFD), meranie spektrálne emitovanej energie (SEE), meranie špičkovej energie (Spike Energy), meranie rázových pulzov (Shock Pulse). Je nutné poznamenať, že každá z týchto metód je pri hodnotení stavu valivého ložiska doplnená ďalšími informáciami získanými napríklad z frekvenčného spektra. [1]



Obr. 22) Komponenty valivého ložiska [21]

Poznámka: vnútorný obežný krúžok (1), kľetka (2), krytie (3), valivé elementy (4), vonkajší obežný krúžok (5). [21]

Frekvencie porúch valivého ložiska sa rozdeľujú na niekoľko typov podľa miesta, kde sa daná porucha vyskytuje. Rozlišujeme štyri druhy porúch valivého ložiska. Vzťahy pre výpočet porúch zohľadňujú geometriu ložiska, počet valivých elementov a otáčkovú frekvenciu ložiska. Jednotlivé vzťahy sú nasledujúce. [1]

BPFI – porucha na vnútornom krúžku

$$BPFI = \frac{N_e}{2} \left(1 + \frac{B_d}{P_d} \cos \varphi \right) n \quad (32)$$

FTF – porucha na kľetke

$$FTF = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{B_d}{P_d} \cos \varphi \right) n \quad (33)$$

BSF – porucha na valivom elemente

$$BSF = \frac{P_d}{2B_d} \left(1 - \left(\frac{B_d}{P_d} \cos \varphi \right)^2 \right) n \quad (34)$$

BPFO – porucha na vonkajšom krúžku

$$BPFO = \frac{N_e}{2} \left(1 - \frac{B_d}{P_d} \cos \varphi \right) n = N_e \cdot FTF \quad (35)$$

Kde:

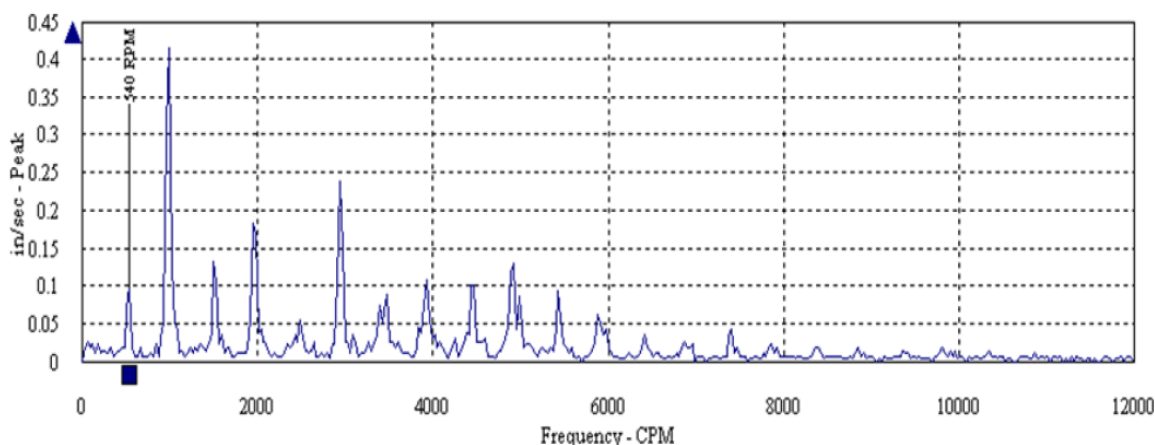
- n – otáčky rotora [Hz]
- N_e – počet valivých elementov
- B_d – priemer valivého elementu
- P_d – rozstupový priemer
- φ – kontaktný uhol.

Každá z frekvencií porúch valivého ložiska je udávaná ako násobok otáčkovej frekvencie. Nakoľko nejde o celočíselné násobky, tieto poruchové frekvencie sú dobre rozlíšiteľné od porúch spomenutých napríklad v predchádzajúcom texte. Ak daná porucha nie je na ložisku prítomná, poruchové frekvencie sa vo frekvenčnom spektre neprejavujú. V súčasnosti už existuje množstvo zdrojov, kde sa dajú nájsť priamo spočítané poruchové frekvencie pre dané ložiská, napríklad rôzne katalógy, či elektronické databázy. [1]

3.4 Mechanické uvoľnenie

V mieste, kde časti stroja zaťažené periodickými silami prenášajú tieto sily do ďalších častí stroja, môže dôjsť vplyvom opotrebenia, chybnnej montáže alebo nekvalitnej konštrukcie ku vzniku vôle. Dochádza k narušeniu kotviacich častí stroja, čo sa prejavuje zvýšením vibrácií a taktiež aj zvýšením hlučnosti. Mechanické uvoľnenie je sprevádzané rázovým pohybom. [13]

Vo frekvenčnom spektre sa tento typ poruchy prejavuje zvýšením amplitúd na násobkoch otáčkovej frekvencie (2X, 3X, 4X...). Ďalej sa vo frekvenčnom spektre môžu objaviť aj otáčkové frekvencie subharmonických (2/3X, 1/2X), prípadne interharmonických zložiek (1,5X, 2,5X). Príklad takéhoto frekvenčného spektra je na obrázku 23. [7]



Obr. 23) Frekvenčné spektrum mechanického uvoľnenia [14]

3.5 Excentricita

Ide o poruchu, ktorá sa týka elektrických strojov. Excentricitu vzduchovej medzery môže spôsobovať nepresné umiestnenie statora voči rotoru alebo opotrebenie ložísk. Veľká excentricita môže viesť až k poškodeniu stroja spôsobenému trením rotora o stator.

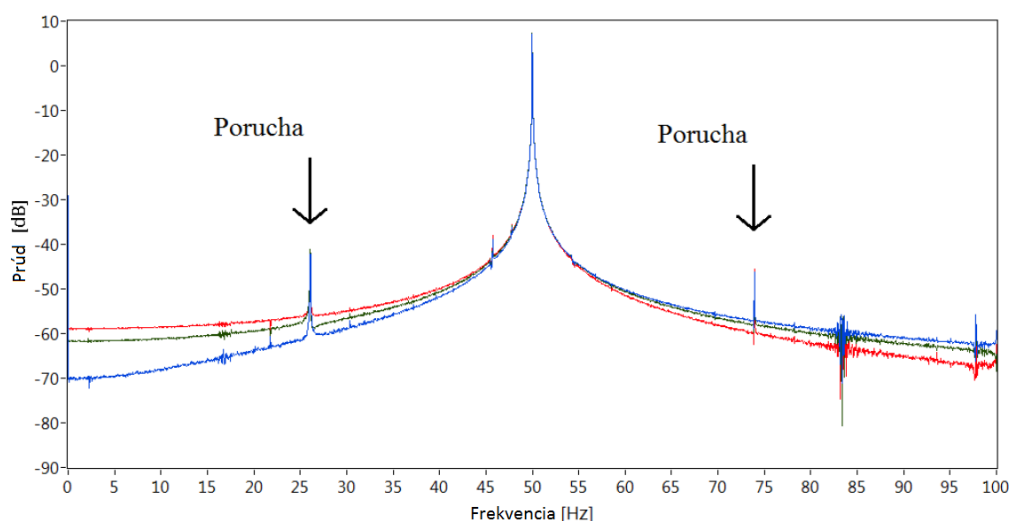
Rozlišujeme dva typy excentricity. Statická excentricita vzduchovej medzery sa vyskytuje v mieste, kde je minimálna šírka vzduchovej medzery. Os rotora je v osi rotácie, preto je poloha statickej excentricity nemenná. Statickú excentricitu môže spôsobovať napríklad nesprávne umiestnenie statora alebo rotora pri inštalácii. Dynamická excentricita sa naopak prejavuje vychýlením osi rotora vzhľadom k osi rotácie. Vzduchová medzera teda rotuje spolu s rotorom. Dynamickú excentricitu môže spôsobovať napríklad opotrebenie ložísk, nesúososť ložísk, prípadne ohnutá rotorová hriadeľ. [19]

Norma ČSN CLC/TS 60034-24 udáva vzorec pre výpočet frekvencie excentricity rotora, ktorý má nasledujúci tvar. [6]

$$f_e = f_1 \left[1 \pm \frac{K}{p} (1 - s) \right] \quad (36)$$

Kde: f_1 – napájacia frekvencia
 $K = 0$ pre statickú excentricitu a $K = 1$ pre dynamickú excentricitu
 p – počet pólových dvojíc
 s – sklz.

Ako je z rovnice 36 zrejmé, frekvencia statickej excentricity je rovnaká ako napájacia frekvencia. Kvôli tomu nie je vo frekvenčnom spektre viditeľná. Nakoľko má však každý motor určitú odchýlku z výroby, vo frekvenčnom spektre je obsiahnutá aj statická excentricita, ktorá napomáha k vyniknutiu pôvodne menej výrazných poruchových frekvencií dynamickej excentricity. Príklad excentricity je zobrazený na obrázku 24. [4]



Obr. 24) Typický prejav excentricity (upravené) [4]

3.6 Poruchy rotorových tyčí

Ďalšou poruchou, ktorá sa týka elektrických strojov, sú prerušené rotorové tyče. Asymetrickosť rotora s prerušenými tyčami spôsobuje vznik asymetrických rotorových prúdov. Poškodenie jednej tyče môže následne vyvolať reťazovú reakciu, ktorá vyústi do poškodenia viacerých tyčí. To ďalej vedie k zvýšenému tepelnému a mechanickému namáhaniu. Medzi hlavné príčiny prerušených rotorových tyčí patrí hlavne nedostatočná kvalita materiálu, či tepelné a mechanické namáhanie počas štartu motora. Počas štartu motora sú tyče vystavené

zvýšenému tepelnému namáhaniu. Tyče sa kvôli rozťažnosti v kombinácii s pôsobením radiálnych síl môžu posúvať a ohýbať, čo môže viesť až k prasknutiu tyče. [19]

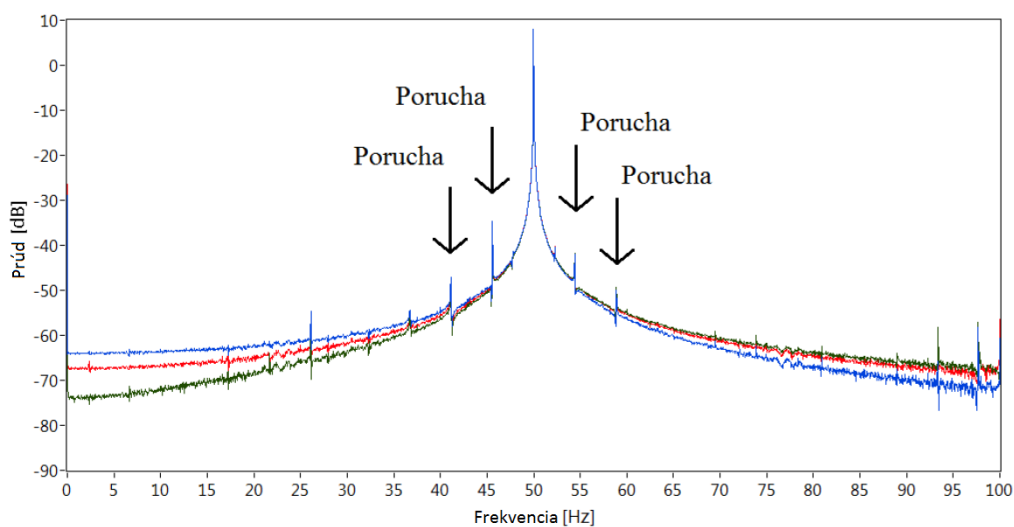
Poruchy rotorových tyčí sa prejavujú najmä na napájacej frekvencii s vytvorením postranných pásiem okolo tejto frekvencie. Frekvencie, na ktorých sa vyskytujú postranné pásma, je možné vypočítať nasledujúcim vzorcom. Příklad prejavu tejto poruchy vo frekvenčnom spektre je na obrázku 25. [1, 17]

$$f_{bb} = f_1(1 \pm 2ns) \quad (37)$$

Kde: f_1 – napájacia frekvencia

$n \in \mathbb{N}$

s – sklz.



Obr. 25) Typický prejav poruchy rotorových tyčí (upravené) [4]

4 NÁVRH ALGORITMU PRE VYHODNOCOVANIE SIGNÁLOV

V tejto časti diplomovej práce sa budeme venovať návrhu algoritmu pre vyhodnocovanie signálov s ohľadom na poznatky týkajúce sa FFT, ktoré boli spomenuté v predchádzajúcich kapitolách. Návrh budeme analyzovať z hľadiska presnosti získaných výsledkov a takisto aj s ohľadom na časovú náročnosť výpočtu.

4.1 Popis algoritmu

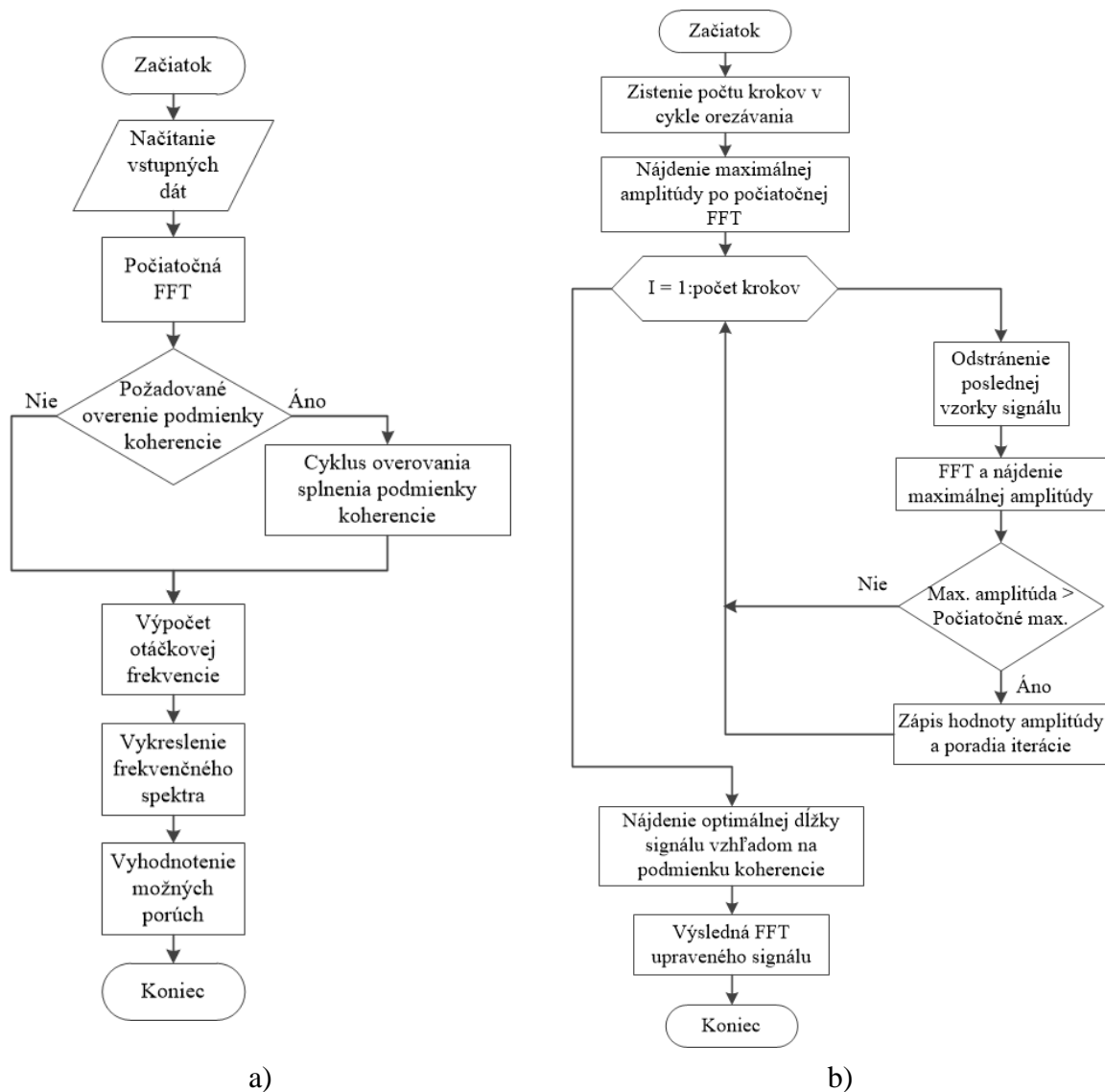
Ako sme uviedli už v kapitole 2, nesplnenie podmienky koherencie danej rovnicou 29 môže mať zásadný vplyv na podobu získaného výsledku. Zameriame sa preto na úpravu vstupného signálu do takej podoby, aby pri danej vzorkovacej frekvencii f_{vz} a perióde signálu f_{sig} nedochádzalo ku presakovaniu energie z jedného frekvenčného binu do druhého. Budeme preto hľadať takú dĺžku signálu N , aby podmienka koherencie mohla byť v rámci možností splnená.

Výpočet budeme realizovať v prostredí Matlab. Po načítaní vstupných dát pre počiatočnú dĺžku signálu N realizujeme pomocou vstavanej funkcie *fft()* rýchlu Fourierovu transformáciu daného signálu. Užívateľ sa bude môcť rozhodnúť, či bude ďalej pracovať s frekvenčným spektrom získaným zo vstupnej postupnosti signálu dĺžky N , alebo bude hľadať vhodnú dĺžku signálu s ohľadom na podmienku koherencie. Ak sa rozhodne pre úpravu signálu s ohľadom na podmienku koherencie, budeme zo vstupnej postupnosti signálu vždy odstraňovať posledný člen. Po každom orezaní signálu znova realizujeme FFT. Nájde dĺžku signálu, pri ktorej bude v rámci možností podmienka koherencie splnená. Zo získaných výsledkov ďalej spočítame otáčkovú frekvenciu a získané frekvenčné spektrum vykreslíme. V poslednej časti algoritmu nakoniec porovnávame získané frekvenčné spektrum so známymi frekvenčnými spektrami porúch. Pre vyhodnotenie mechanických porúch je nutné použiť program *Mechanicke_poruchy*. Pre vyhodnotenie elektromagnetických porúch je nutné použiť program *Elektro_poruchy*. Vývojový diagram algoritmu je na obrázku 26 a). Významné kroky algoritmu popíšeme v nasledujúcom texte.

4.1.1 Cyklus overovania splnenia podmienky koherencie

V prípade, že si užívateľ zvolí úpravu signálu s ohľadom na podmienku koherencie, z frekvenčného spektra získaného z počiatočnej FFT zistíme hľadanú frekvenciu pre vyjadrenie počtu iterácií v cykle orezávania, ktorou bude otáčková frekvencia. Zistenie hľadanej frekvencie bude možné zvoliť pre tri rôzne situácie v závislosti od toho, aké vstupné údaje užívateľ zadá. Budeme rozlišovať prípad, kedy budú zadané priamo otáčky stroja, ďalej prípad, kedy budú otáčky stroja zadané s určitou toleranciou, a taktiež aj prípad, kedy otáčky stroja nebudú zadané. Do premennej nazvanej *Maximum* zapíšeme hodnotu najvyššej amplitúdy vo frekvenčnom spektre po počiatočnej FFT. Ďalej budeme signál upravovať v cykle orezávania. Počet iterácií v cykle orezávania vstupnej postupnosti signálu určíme ako podiel vzorkovacej frekvencie a otáčkovej frekvencie. V každej iterácii odstránime posledný člen v postupnosti signálu, realizujeme FFT a nájdeme maximálnu hodnotu amplitúdy vo frekvenčnom spektre. V prípade, že je jej hodnota vyššia než maximálna amplitúda po počiatočnej FFT, do premennej *Maximum* zapíšeme hodnotu tejto amplitúdy a taktiež aj príslušné poradie iterácie. Po skončení cyklu orezávania máme v premennej *Maximum* zapísané hodnoty všetkých amplitúd vyšších

než počiatočné maximum a príslušné poradie iterácie. V premennej *Maximum* nájdeme maximálnu hodnotu amplitúdy v spektre. Vstupný signál bude následne orezaný na dĺžku, pri ktorej bola nájdená spomenutá amplitúda. Vývojový diagram cyklu orezávania je na obrázku 26 b).



Obr. 26) Vývojové diagramy algoritmu

Legenda: a) Hlavný algoritmus
b) Cyklus overovania splnenia podmienky koherencie

4.1.2 Výpočet otáčkovej frekvencie

Pre vyhodnotenie možných porúch je najprv potrebné vypočítať otáčkovú frekvenciu zo získaných výsledkov. Opäť je tento výpočet rozdelený na tri prípady v závislosti od toho, aké vstupné dáta užívateľ zadá. Ak zadá otáčky stroja s určitou toleranciou, otáčkovou frekvenciou bude najvyššia amplitúda v danej oblasti. V prípade, že užívateľ zadá priamo otáčky stroja, bude tento údaj využitý na nájdenie otáčkovej frekvencie. Pokiaľ otáčky stroja nebudú zadané

vôbec, program vykreslí výsledné frekvenčné spektrum a umožní užívateľovi na základe tejto informácie priamo zadať otáčkovú frekvenciu.

4.1.3 Vykreslenie frekvenčného spektra

K tejto časti algoritmu je nutné podotknúť, že v prípade frekvenčného rozsahu väčšieho než tridsaťnásobok otáčkovej frekvencie program pre vyhodnocovanie mechanických porúch vykreslí frekvenčné spektrum len po túto hranicu. Pri elektromagnetických poruchách bude frekvenčné spektrum vykreslené po dvojnásobok napájacej frekvencie. Program navyše vykreslí aj frekvenčné spektrum, kde všetky hodnoty amplitúd, ktorých pomer k najvyššej amplitúde bude nižší než stanovená konštanta, budú rovné hodnote najnižšej amplitúdy v spektre. Hodnotu tohto pomeru si užívateľ bude môcť zvoliť.

4.1.4 Vyhodnotenie možných porúch

V poslednej časti algoritmu budú vyhodnotené možné poruchy indikované z výslednej FFT. V oblasti mechanických porúch budú vyhodnocované nasledujúce poruchy: statická nevyváženosť, momentová nevyváženosť, dynamická nevyváženosť, paralelná nesúososť, mechanické uvoľnenie a poruchy valivých ložísk. Nakoľko predpokladáme, že budeme pracovať s vibráciami v radiálnom smere, uhlovú nesúososť z tohto dôvodu nebudeme vyhodnocovať. Pri elektromagnetických poruchách bude vyhodnocovaná excentricita a poruchy rotorových tyčí.

Samotné vyhodnotenie možných porúch budeme realizovať porovnaním polôh nájdených peakov s vypočítanou otáčkovou frekvenciou. Zameriame sa taktiež na amplitúdy jednotlivých lokálnych maxím a ich vzájomný vzťah vzhľadom na jednotlivé poruchy. Výstupom bude zoznam vyhodnocovaných porúch, v ktorom sa v prípade splnenia definovaných charakteristík pri danej poruche objaví 1. Ak sa výsledné frekvenčné spektrum bude líšiť od definovaného spektra príslušnej poruchy, v zozname sa pri danej poruche objaví 0.

4.2 Analýza z hľadiska presnosti výpočtu

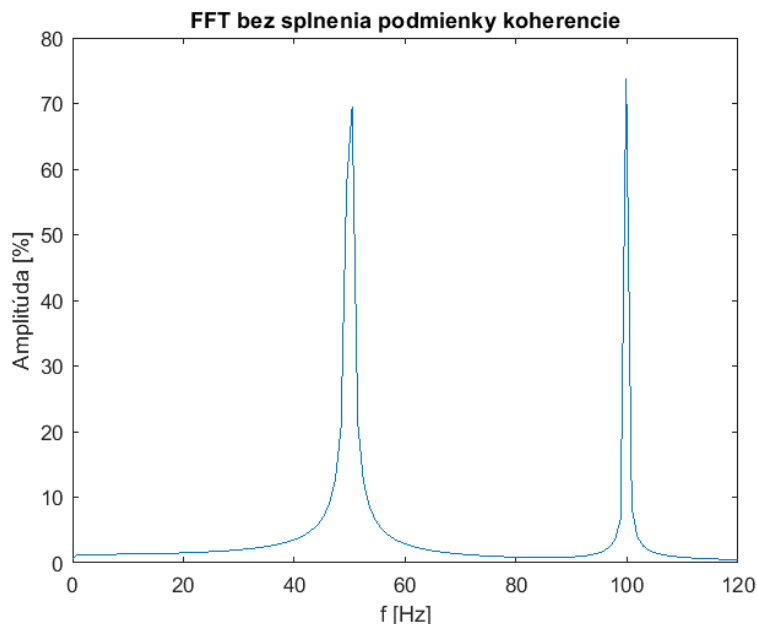
Na analýzu nášho algoritmu z hľadiska presnosti výpočtu zvolíme porovnanie s výpočtom bez overovania splnenia podmienky koherencie a tiež aj s výpočtom, pri ktorom využijeme Hanningove okno. Vstupné parametre signálu pre simuláciu sú v tabuľke 2.

Tab 2) Vstupné parametre signálu pre simuláciu

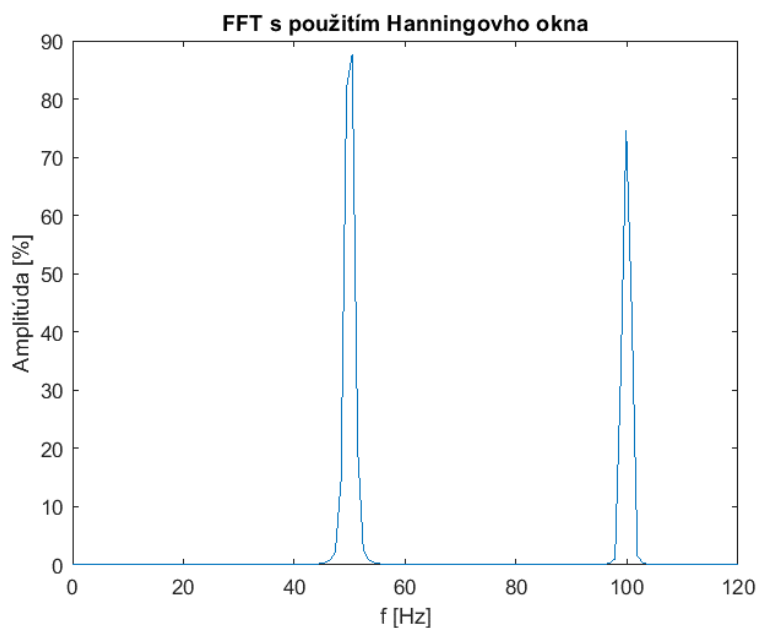
Amplitúda (%)		f_{sig} [Hz]		N [–]		f_{vz} [Hz]	
1	2	1	2	1	2	1	2
100	75	50	100	991		1000	

Obrázok 27 ukazuje výsledné frekvenčné spektrum pri vstupnej postupnosti signálu dĺžky 991 vzoriek. Ako je z obrázku zrejmé, amplitúda druhého lokálneho maxima je vyššia než amplitúda prvého lokálneho maxima, aj keď by tomu malo byť naopak. Porovnanie tohto frekvenčného spektra so spektrom získaným využitím Hanningovho okna, ktoré je na obrázku 28, poukazuje na zredukovanie presakovania energie vďaka použitiu Hanningovho okna.

Výsledky simulácie sú uvedené v tabuľke 3. Odchýlka frekvencie je oproti vstupným parametrom rovnaká pre oba prípady a predstavuje maximálne 1 %. Maximálna odchýlka amplitúdy pre prípad bez splnenia podmienky koherencie predstavuje až približne 30 %. Pre prípad s použitím Hanningovho okna to je asi 12 %. Hanningovo okno teda napomáha k spresneniu výsledkov FFT a tým umožňuje ich vhodnejšiu interpretáciu. Ani pri použití tohto okna sa však stále nedokážeme priblížiť k výsledkom, ktoré by sme mohli získať pri splnení podmienky koherencie.

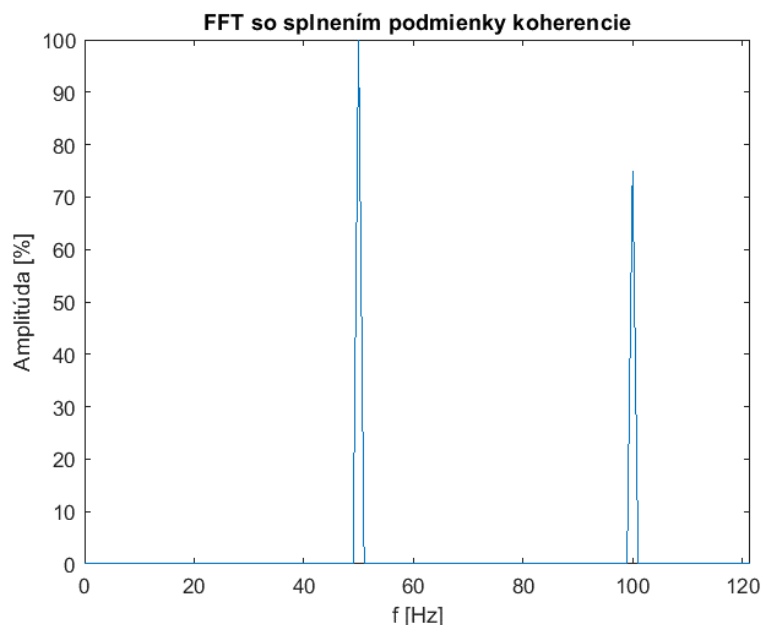


Obr. 27) Frekvenčné spektrum pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 28) Frekvenčné spektrum s použitím Hanningovho okna

Naproti tomu, využitím nami navrhovaného algoritmu s overovaním splnenia podmienky koherencie nájdeme vhodnú dĺžku signálu, pri ktorej bude splnená podmienka koherencie. Vstupná postupnosť signálu bude teda skrátená na 980 vzoriek a takto získame presné hodnoty oboch amplitúd a frekvencií. Na druhej strane, s ohľadom na rovnicu 19 sa nám o niečo zníži rozlíšiteľnosť frekvenčnej analýzy. Výsledné frekvenčné spektrum pri použití algoritmu s overovaním splnenia podmienky koherencie je na obrázku 29.



Obr. 29) Frekvenčné spektrum pri splnení podmienky koherencie

Tab 3) Výsledky simulácie

	Amplitúda [%]		f_{sig} [Hz]	
	1	2	1	2
Pri nesplnení podmienky koherencie	69,54	73,73	50,45	99,90
S použitím Hanningovho okna	87,61	74,52	50,45	99,90
Pri splnení podmienky koherencie	100,00	75,00	50,00	100,00

4.3 Analýza z hľadiska časovej náročnosti výpočtu

Analyzovaný signál bude mať vstupné parametre uvedené v tabuľke 2. Odporúčaná dĺžka vstupnej postupnosti signálu pri FFT je 2^n , kde n je prirodzené číslo. Zameriame sa na porovnanie časovej náročnosti výpočtu v prípadoch, kedy dĺžka vstupnej postupnosti signálu bude 2^n s prípadom, kedy táto podmienka nebude splnená. Merat' budeme čas potrebný na načítanie vstupných dát, počiatočnú FFT, cyklus overovania splnenia podmienky koherencie a následne vykreslenie frekvenčného spektra. Takúto simuláciu zopakujeme 50-krát. Výsledný čas bude teda priemerom z päťdesiatich simulácií.

V nasledujúcej tabuľke môžeme vidieť porovnanie časovej náročnosti t spomenutých krokov algoritmu pri rôznej dĺžke signálu N . V zátvorke sú uvedené prípady, kedy $N = 2^n$.

Tab 4) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu pri rôznej dĺžke signálu

N [–]	t [s]
512 (2^9)	0,558
912	0,635
1024 (2^{10})	0,641
1800	0,708
4096 (2^{12})	0,715
7000	0,751
32768 (2^{15})	0,794
50000	0,829

Ako je z tabuľky 4 zrejmé, časová náročnosť výpočtu pre prípady, kedy bola dĺžka signálu $N = 2^n$, sa významne nelíši od prípadov, kedy táto podmienka nebola splnená. V našom algoritme teda nebudeme využívať postup, kedy by dĺžka vstupnej postupnosti signálu bola skrátená na najbližšiu mocninu čísla 2.

4.4 Analýza vyhodnocovania elektromagnetických porúch

V kapitole 3 sme uviedli vzťahy pre výpočet frekvencií postranných pásiem pre poruchy rotorových tyčí, respektíve excentricity. Amplitúdy, ktoré sa vyskytujú na týchto frekvenciách, sú podstatne nižšie než je amplitúda na napájacej frekvencii. V nasledujúcom texte sa zameriame na porovnanie pomeru efektívnej hodnoty amplitúdy postranných pásiem elektromagnetických porúch k efektívnej hodnote amplitúdy na napájacej frekvencii. Pomocou simulácie porovnáme to, ako sa mení tento pomer pre rôznu dĺžku signálu, či rôznu hodnotu sklzu. Do úvahy vezmeme aj to, aké okolie lokálneho maxima zahrnieme do výpočtu efektívnej hodnoty.

Vzorkovacia frekvencia pri simulácii bola 5000 Hz. Teoretický pomer amplitúd bol pri oboch poruchách 0,01, teda 1 %. Nasledujúce tabuľky obsahujú hodnoty, ktoré boli získané pri dĺžke signálu $N = 25000$. Stĺpce označené ako počet spektrálnych čiar udávajú, aké okolie lokálneho maxima sme vzali do úvahy pri výpočte efektívnej hodnoty. Začali sme porovnaním hodnôt amplitúd na uvažovaných frekvenciách (počet spektrálnych čiar – 1). Postupne sme pridávali do výpočtu efektívnej hodnoty jednu hodnotu napravo a naľavo od lokálneho extrému. Posledný stĺpec teda predstavuje situáciu, kedy sme brali do úvahy päť hodnôt napravo a päť hodnôt naľavo od lokálneho extrému (počet spektrálnych čiar – 11).

Tab 5) Porovnanie pri splnenej podmienke koherencie – excentricita

$N = 25000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
1,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
1,53	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,06	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
2,53	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,57	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
4,10	0,0097	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100

Ako je z tabuľky 5 zrejmé, pri dĺžke signálu $N = 25000$ získavame pomerne presné hodnoty teoretického pomeru už pri uvažovaní dvoch hodnôt napravo a naľavo od lokálneho extrému. So zväčšovaním okolia sa tento pomer prirodzene ešte viac blíži teoretickej hodnote. Keďže sú poruchové frekvencie pri excentricite dostatočne vzdialené od napájacej frekvencie, problémom nie je ani uvažovanie väčšieho okolia. Hodnoty poruchových frekvencií pre rôzne hodnoty sklzu môžeme nájsť napríklad v [4]. Hodnoty pomerov pre iné dĺžky signálu môžeme nájsť v prílohe.

Tab 6) Porovnanie pri nesplnenej podmienke koherencie – excentricita

$N = 25000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
1,06	0,0083	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
1,53	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,06	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
2,53	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,57	0,0068	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
4,10	0,0097	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100

Pri nesplnenej podmienke koherencie dostávame pri menšom okolí lokálneho extrému menej presné hodnoty než pri splnení podmienky koherencie. So zväčšovaním okolia sa však tento pomer blíži teoretickej hodnote. Pri menšom počte vzoriek signálu sa však viac prejavujú rozdiely vzhľadom na podmienku koherencie. Hodnoty pomerov pre iné dĺžky signálu môžeme nájsť v prílohe.

Tab 7) Porovnanie pri splnenej podmienke koherencie – porucha rotorových tyčí

$N = 25000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0100	0,0101	0,0101			
1,06	0,0087	0,0096	0,0097	0,0098	0,0099	
1,53	0,0079	0,0095	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
2,06	0,0089	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
2,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,57	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098

Pri poruche rotorových tyčí už vzniká problém s rozlíšiteľnosťou amplitúdy poruchovej a napájacej frekvencie. Z tohto dôvodu sú pri nižších hodnotách sklzu niektoré bunky v tabuľke prázdne. Tento problém je ešte výraznejší pri menších dĺžkach signálu. Je preto dôležité dbať na to, aby sme do výpočtu efektívnej hodnoty nezahrnuli príliš veľké okolie lokálneho extrému. Hodnoty pomerov pre iné dĺžky signálu môžeme nájsť v prílohe.

Tab 8) Porovnanie pri nesplnenej podmienke koherencie – porucha rotorových tyčí

$N = 25000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0100	0,0101	0,0101			
1,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	
1,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
2,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
2,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099

3,57	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0064	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098

Pri nesplnenej podmienke koherencie sa získané výsledky podstatne nelíšia od situácie, kedy je táto podmienka splnená, už pri uvažovaní malého okolia lokálneho extrému (tri spektrálne čiary). Opäť je potrebné dbať na to, aby sme vo výpočte neuvažovali príliš veľké okolie lokálnych extrémov a nedošlo tak ku splynutiu amplitúdy na poruchovej a napájacej frekvencii, najmä pri menších dĺžkach signálu a nižších hodnotách sklzu. Hodnoty pomerov pre iné dĺžky signálu môžeme nájsť v prílohe.

Zo získaných výsledkov simulácií je zrejmé, že v prípade poruchy rotorových tyčí nastáva najmä v prípade menších dĺžok signálu a nižších hodnôt sklzu problém s rozlíšiteľnosťou amplitúdy na napájacej a poruchovej frekvencii. Z tohto dôvodu je vhodné pracovať so signálmi, ktorých parametre umožnia lepšiu rozlíšiteľnosť frekvenčnej analýzy s ohľadom na rovnicu 19. Na druhej strane, už pri uvažovaní pomerne malého okolia sme pri poruchách rotorových tyčí získali uspokojivé hodnoty pomerov, ktoré sa blížili teoretickej hodnote. V prípade excentricity spravidla nevzniká problém ani pri uvažovaní väčšieho okolia lokálneho extrému. Týmto spôsobom by sme sa v našom prípade priblížili takmer presne k teoretickým hodnotám pomerov. Pri oboch poruchách vo všeobecnosti prirodzene platí, že s uvažovaním väčšieho okolia sa stráca rozdiel medzi splnením podmienky koherencie. V našom algoritme si teda užívateľ bude môcť zvoliť, aké veľké okolie chce uvažovať pre jednotlivé poruchy. Bude si taktiež môcť zvoliť spomenutú hodnotu pomeru, ktorá bude hraničnou pre rozhodnutie o prítomnosti danej poruchy.

5 VYHODNOTENIE REÁLNYCH SIGNÁLOV

V tejto kapitole vyhodnotíme pomocou nášho algoritmu reálne signály, v ktorých sú obsiahnuté poruchy spomenuté v kapitole 3. Zameriame sa aj na porovnanie získaných výsledkov pri splnení, respektíve nesplnení podmienky koherencie.

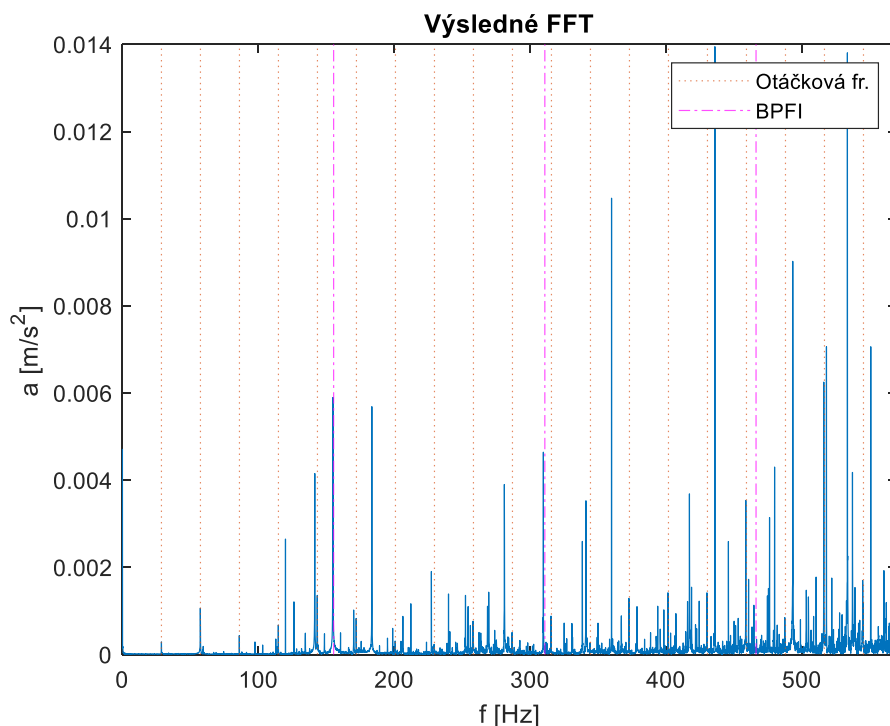
5.1 Mechanické poruchy

Signály pre poruchy ložísk boli získané z databázy [5]. Tieto signály obsahujú rôzne poruchy valivých ložísk a v nasledujúcom texte vyhodnotíme niektoré zo signálov z tejto databázy. Vzorkovacia frekvencia u vyhodnotených signálov bola 12000 Hz. Frekvenčné spektrá zobrazíme kvôli názornosti v upravenom rozsahu. Tabuľka 9 udáva parametre použitého ložiska spolu s poruchovými frekvenciami (nutné vynásobiť otáčkovou frekvenciou).

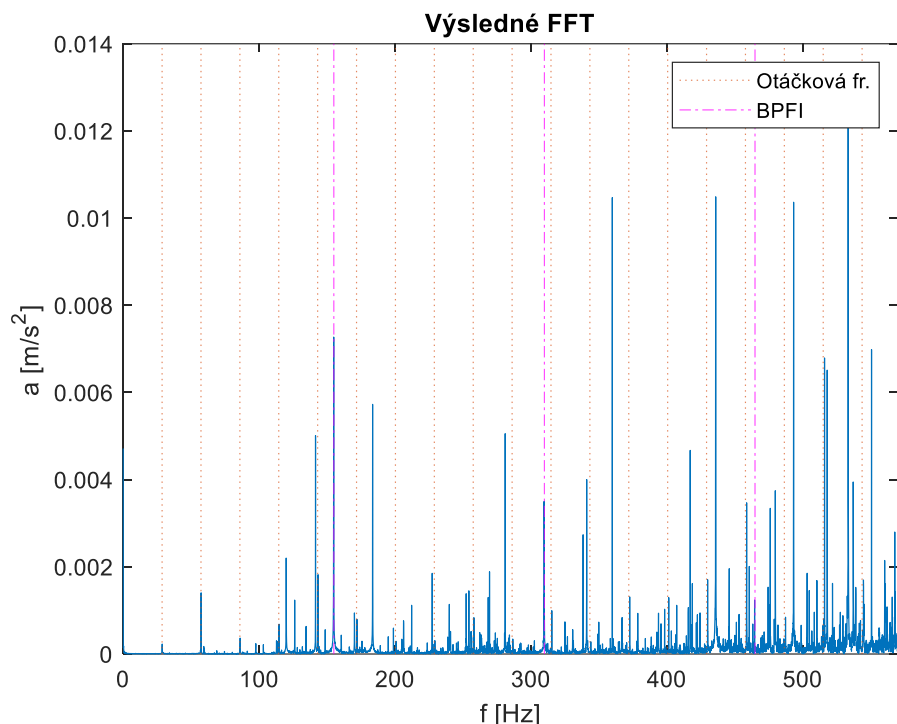
Na obrázku 30 vidíme prejav poruchy na vnútornom krúžku vo frekvenčnom spektre pri nesplnení podmienky koherencie s vyznačením príslušných poruchových frekvencií. Obrázok 31 naopak zobrazuje prejav rovnakej poruchy pri splnení podmienky koherencie. Otáčky stroja boli pre toto meranie na hodnote 1721 ot/min. Dĺžka signálu bola $N = 122917$.

Tab 9) Parametre použitého ložiska [1]

Ložisko	BPFI	BPFO	BSF	FTF	P_d [mm]	B_d [mm]	N_e [-]	φ [°]
6205-2RS JEM SKF	5,41	3,59	2,36	0,40	39,04	7,94	9	0



Obr. 30) Prejav poruchy na vnútornom krúžku pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 31) Prejav poruchy na vnútornom krúžku pri splnení podmienky koherencie

Tabuľka 10 udáva porovnanie získaných hodnôt frekvencie a amplitúdy pre prvý násobok poruchovej frekvencie vzhľadom na podmienku koherencie. Pri amplitúde budeme brať za základ hodnotu pri splnení podmienky koherencie. Pri frekvencii bude základom vypočítaná hodnota 155,177 Hz.

Tab 10) Porovnanie získaných výsledkov

	$a \text{ [m. s}^{-2}\text{]}$	Rozdiel [%]	$f \text{ [Hz]}$	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,00589	-18,98	154,934	-0,16
Pri splnení podmienky koherencie	0,00727	0,00	154,919	-0,17

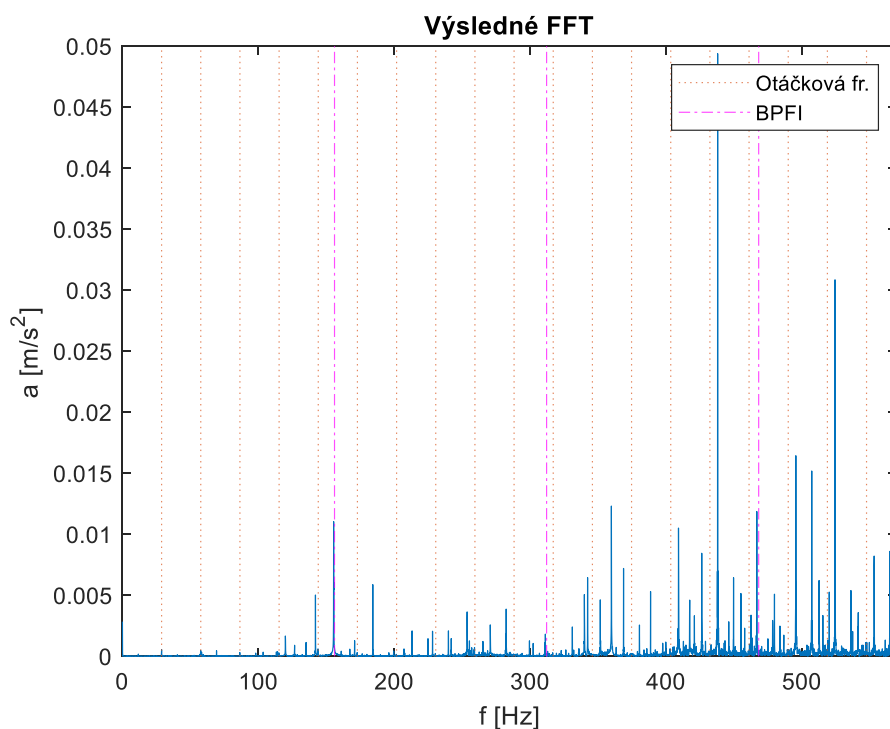
Z uvedených výsledkov vyplýva, že pri pôvodnej dĺžke signálu je hodnota amplitúdy až o 18,98 % nižšia než v prípade úpravy signálu pomocou jeho orezávania. Frekvencia signálu vykazuje takmer rovnakú odchýlku od teoretickej hodnoty.

Tabuľka 11 porovnáva časovú náročnosť výpočtu pre oba druhy výpočtu. Čas uvedený v tejto tabuľke zahŕňa všetky kroky nášho algoritmu od načítania vstupných dát až po vyhodnotenie možných porúch. V zátvorke je uvedený počet krokov v cykle overovania splnenia podmienky koherencie.

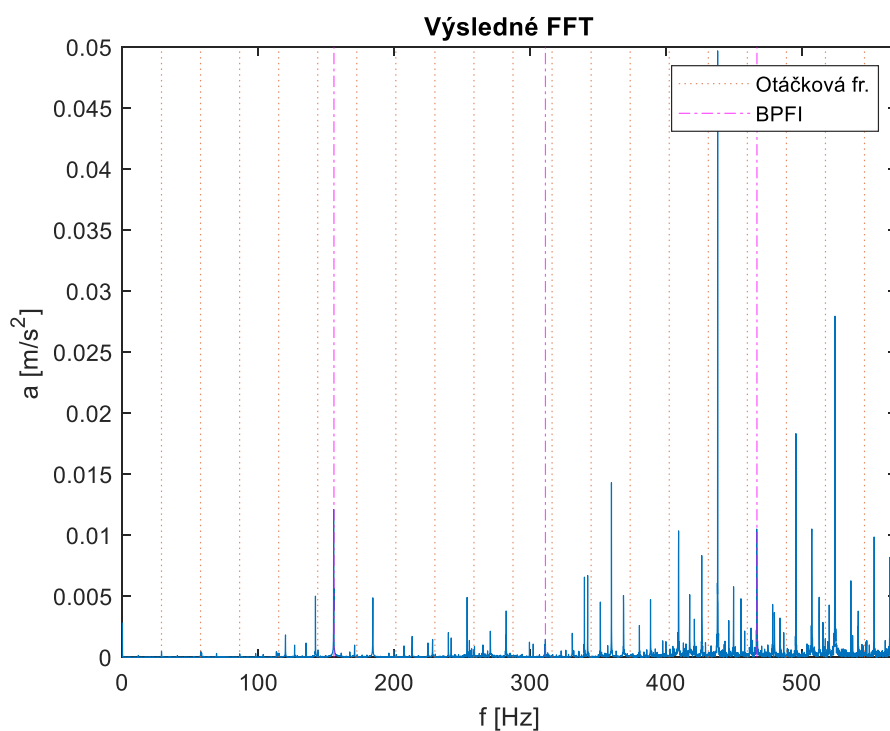
Tab 11) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	$t \text{ [s]}$
Pri nesplnení podmienky koherencie	5,79
Pri splnení podmienky koherencie (418 krokov)	21,42

Obrázok 32 zobrazuje opäť prejav poruchy na vnútornom krúžku rovnakého valivého ložiska pri nesplnení podmienky koherencie, avšak v pokročilejšom štádiu rozvoja poruchy. Otáčky stroja boli v tomto prípade 1728 ot/min. Dĺžka signálu bola $N = 121991$. Obrázok 33 ilustruje rovnaký prípad pri splnení podmienky koherencie.



Obr. 32) Prejav poruchy na vnútornom krúžku pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 33) Prejav poruchy na vnútornom krúžku pri splnení podmienky koherencie

Tabuľka 12 udáva porovnanie získaných hodnôt frekvencie a amplitúdy pre prvý násobok poruchovej frekvencie pre poruchu na vnútornom krúžku ložiska. Pri frekvencii bude základom vypočítaná hodnota 155,808 Hz.

Tab 12) Porovnanie získaných výsledkov

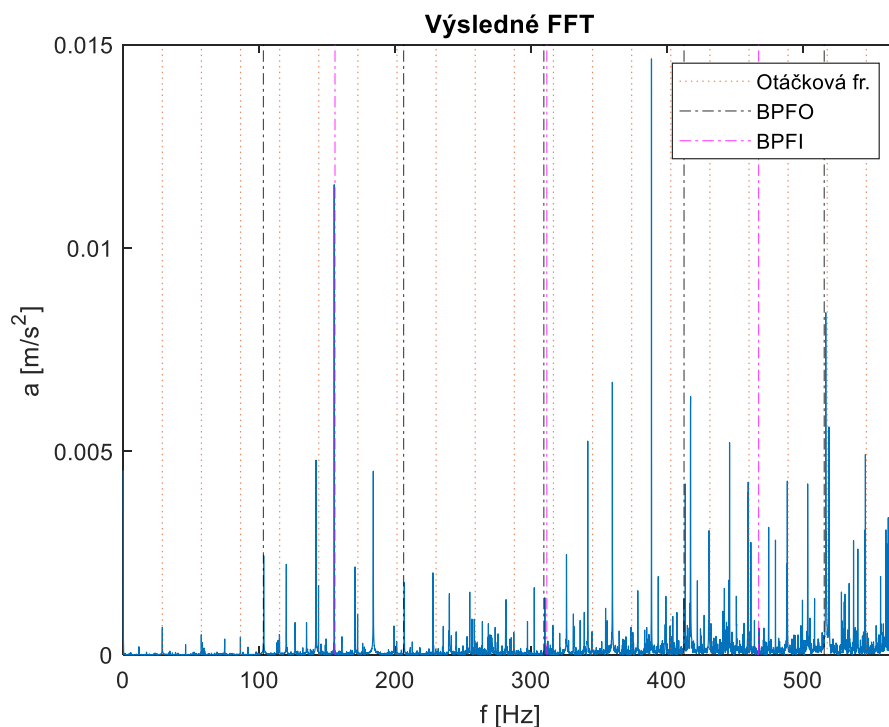
	a [$\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$]	Rozdiel [%]	f [Hz]	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,01104	-8,91	155,421	-0,25
Pri splnení podmienky koherencie	0,01212	0,00	155,430	-0,24

V tomto prípade je hodnota amplitúdy o 8,91 % nižšia než v prípade úpravy signálu pomocou jeho orezávania. Frekvencia signálu opäť vykazuje približne rovnakú odchýlku od teoretickej hodnoty, a to približne 0,25 %. Časová náročnosť výpočtu je pre toto porovnanie uvedená v tabuľke 13.

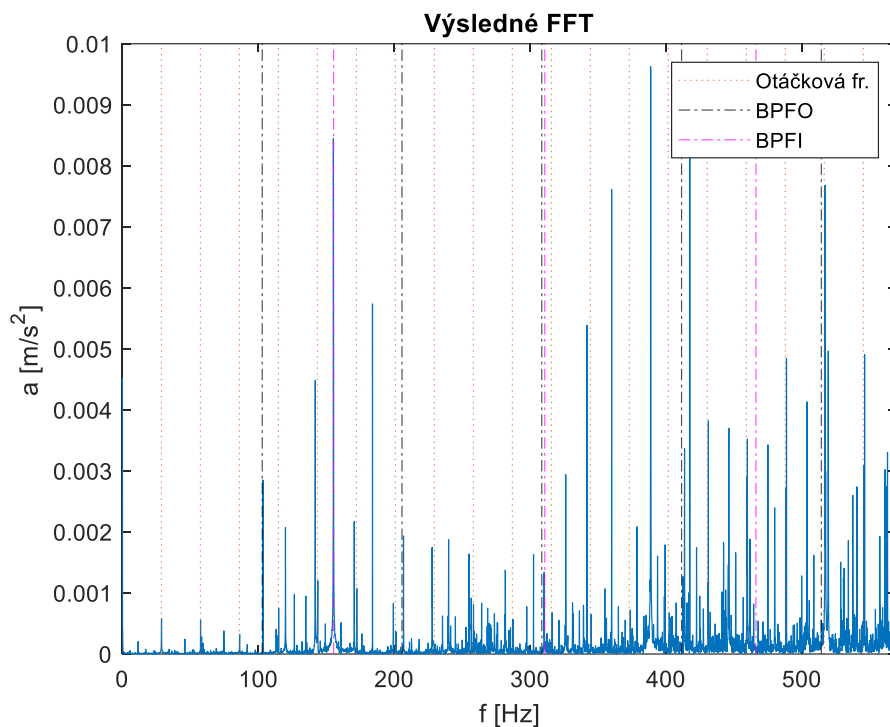
Tab 13) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	t [s]
Pri nesplnení podmienky koherencie	5,89
Pri splnení podmienky koherencie (416 krokov)	22,39

Na obrázku 34 môžeme vidieť prejav poruchy na vonkajšom krúžku vo frekvenčnom spektre pri nesplnení podmienky koherencie. Okrem tejto poruchy je vo frekvenčnom spektre viditeľná aj porucha na vnútornom krúžku. Obrázok 35 ilustruje rovnakú situáciu pri splnení podmienky koherencie. Otáčky stroja boli pre toto meranie na hodnote 1725 ot/min.



Obr. 34) Prejav poruchy na vonkajšom krúžku pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 35) Prejav poruchy na vonkajšom krúžku pri splnení podmienky koherencie

Tabuľka 14 udáva porovnanie získaných hodnôt frekvencie a amplitúdy pre prvý násobok poruchovej frekvencie vzhľadom na podmienku koherencie. Pri frekvencii bude základom vypočítaná hodnota 103,213 Hz. Dĺžka signálu bola $N = 122571$.

Tab 14) Porovnanie získaných výsledkov

	$a \text{ [m} \cdot \text{s}^{-2}]$	Rozdiel [%]	$f \text{ [Hz]}$	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,00244	-14,39	103,385	0,17
Pri splnení podmienky koherencie	0,00285	0,00	103,421	0,20

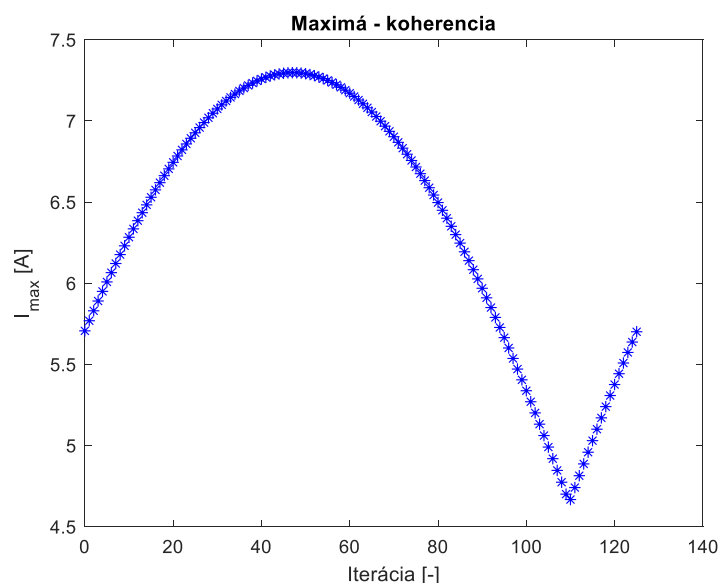
Aj v tomto prípade môžeme pozorovať signifikantný rozdiel v hodnote amplitúdy. Ide konkrétne o 14,39 %. Frekvencia signálu sa naopak o niečo viac blíži k teoreticky vypočítanej hodnote v situácii pri nesplnení podmienky koherencie. Časová náročnosť výpočtu je pre toto porovnanie uvedená v tabuľke 15.

Tab 15) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

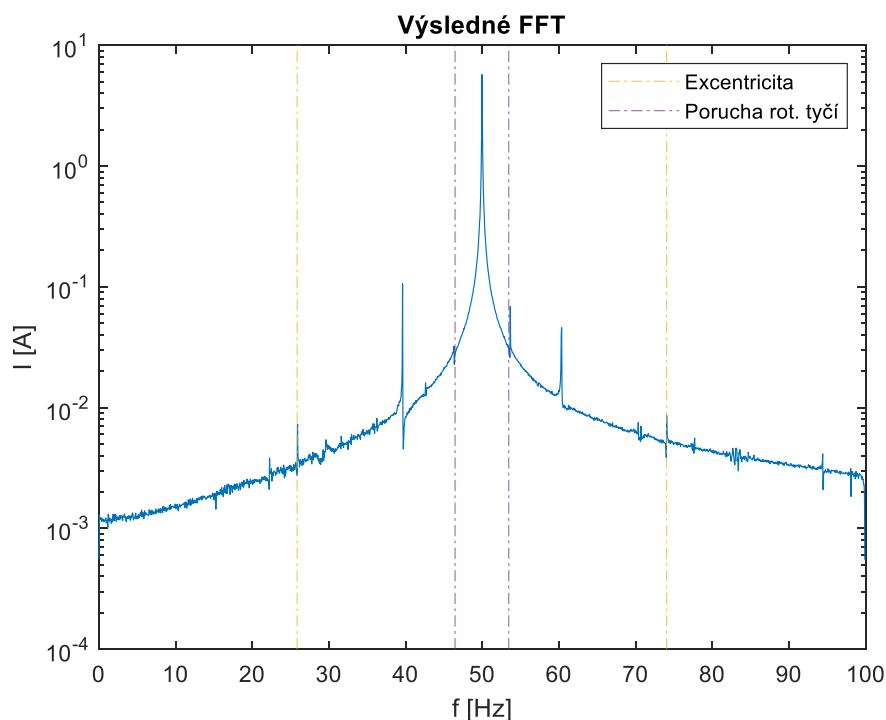
	$t \text{ [s]}$
Pri nesplnení podmienky koherencie	5,93
Pri splnení podmienky koherencie (417 krokov)	22,81

5.2 Elektromagnetické poruchy

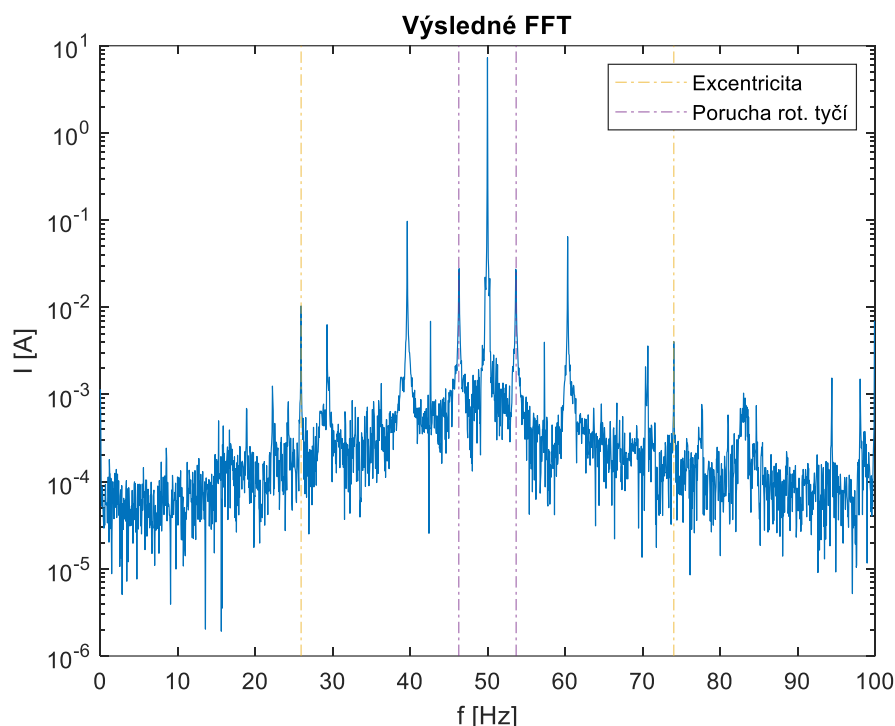
Signál pre elektromagnetické poruchy bol získaný z [8]. V nasledujúcom texte vyhodnotíme tento signál vzhľadom na splnenie podmienky koherencie. Na obrázku 36 môžeme vidieť, ako sa mení najvyššia amplitúda vo frekvenčnom spektre (na napájacej frekvencii) pri postupnom orezávaní signálu v cykle overovania splnenia podmienky koherencie. Obrázok 37 znázorňuje situáciu pri nesplnení podmienky koherencie. Obrázok 38 naopak zobrazuje frekvenčné spektrum pri splnení podmienky koherencie. V týchto frekvenčných spektrách môžeme pozorovať výraznejšie amplitúdy na poruchových frekvenciách pre excentricitu. Vo frekvenčnom spektre sú obsiahnuté aj amplitúdy na frekvenciách pre poruchu rotorových tyčí.



Obr. 36) Maximálne amplitúdy v cykle overovania splnenia podmienky koherencie



Obr. 37) Frekvenčné spektrum pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 38) Frekvenčné spektrum pri splnení podmienky koherencie

Pri orezaní signálu došlo k zvýrazneniu amplitúdy na napájacej frekvencii. Amplitúdy na poruchových frekvenciách však vo väčšine prípadov poklesli. Túto situáciu ilustrujú nasledujúce tabuľky, kde sú opäť vyhodnotené pomery amplitúd na poruchovej a napájacej frekvencii. K výpočtu sme opäť využili výpočet pomocou efektívnej hodnoty, rovnako ako v kapitole 4. Vo výpočte sme uvažovali vyššiu z amplitúd pre danú dvojicu poruchových frekvencií.

Tab 16) Porovnanie výsledných pomerov

	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
a)	0,00151	0,00163	0,00190	0,00216	0,00238	0,00258
b)	0,00142	0,00145	0,00145	0,00146	0,00146	0,00146
c)	0,00563	0,00799	0,00999	0,01165	0,01299	0,01674
d)	0,00381	0,00534	0,00553	0,00560	0,00564	0,00567

Legenda k tabuľke 16:

- a) Nesplnená podmienka koherencie, excentricita
- b) Splnená podmienka koherencie, excentricita
- c) Nesplnená podmienka koherencie, porucha rotorových tyčí
- d) Splnená podmienka koherencie, porucha rotorových tyčí

V prípade splnenia podmienky koherencie sú výsledné pomery najmä u excentricity takmer zhodné aj v prípade zahrnutia väčšieho okolia lokálneho extrému do výpočtu. Ak podmienka koherencie nie je splnená, výsledný pomer vykazuje veľké odlišnosti v závislosti na uvažovanom okolí, najmä pri frekvenciách pre poruchu rotorových tyčí. Tento fakt je spôsobený najmä tým, že výsledná hodnota amplitúdy na napájacej frekvencii sa pri našom výpočte so zväčšujúcim sa okolím znižuje podstatne rýchlejšie než amplitúdy na postranných pásmach porúch. Môžeme taktiež pozorovať významný rozdiel medzi hodnotami pomerov pri jednotlivých poruchách vzhľadom na podmienku koherencie. Hlavným dôvodom je rozdiel v amplitúde na napájacej frekvencii. Pri nesplnení podmienky koherencie je hodnota amplitúdy nižšia až o 21,8 %. Dĺžka signálu v tejto simulácii bola $N = 125000$. Vzorkovacia frekvencia bola rovná 6250 Hz.

Tabuľka 17 udáva časovú náročnosť výpočtu pre toto porovnanie.

Tab 17) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	t [s]
Pri nesplnení podmienky koherencie	5,03
Pri splnení podmienky koherencie (125 krokov)	9,71

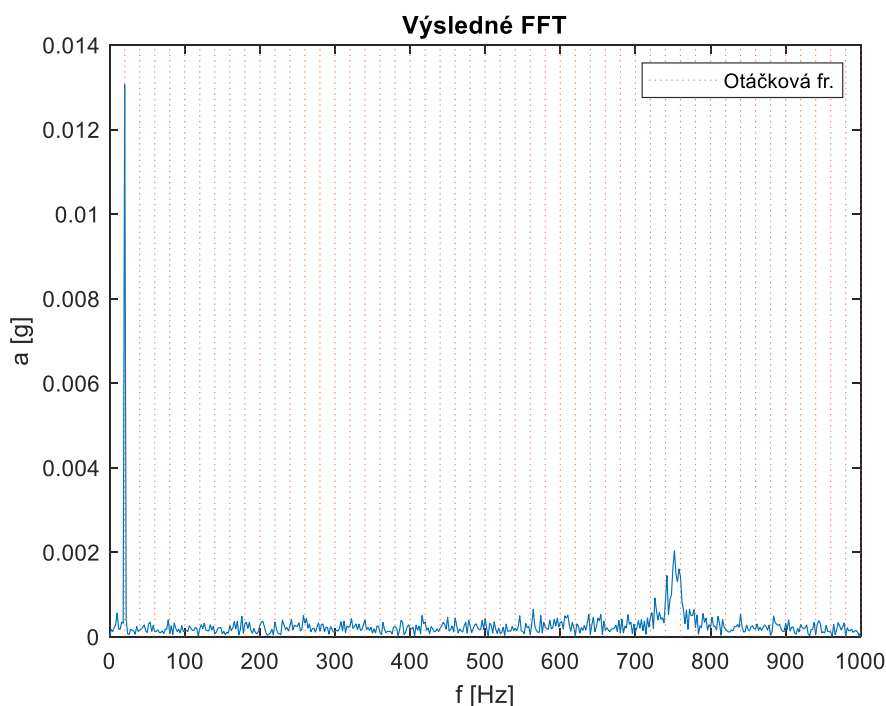
6 VYHODNOTENIE NEZNÁMYCH SIGNÁLOV

Táto kapitola nám rovnako ako predchádzajúca kapitola poslúži na zhodnotenie možnosti využitia nášho algoritmu. V ďalšom texte vyhodnotíme neznáme signály, o ktorých dopredu nie je známe to, aké poruchy obsahujú. Tieto signály nám boli poskytnuté od Ing. Daniela Zutha, Ph.D.. Jedná sa o štyri signály, pričom prvé tri signály majú dĺžku $N = 1000$ a vzorkovaciu frekvenciu 2000 Hz. Štvrtý signál má dĺžku $N = 32471$. Parametre použitého ložiska nájdeme v tabuľke 18 spolu s poruchovými frekvenciami (nutné vynásobiť otáčkovou frekvenciou). Je nutné podotknúť, že vyhodnotenie porúch pomocou nášho algoritmu poskytuje iba informáciu o možných poruchách na základe známych frekvenčných spektier porúch. Pre definitívne rozhodnutie o konkrétnej poruche je často nutné realizovať ďalšie merania.

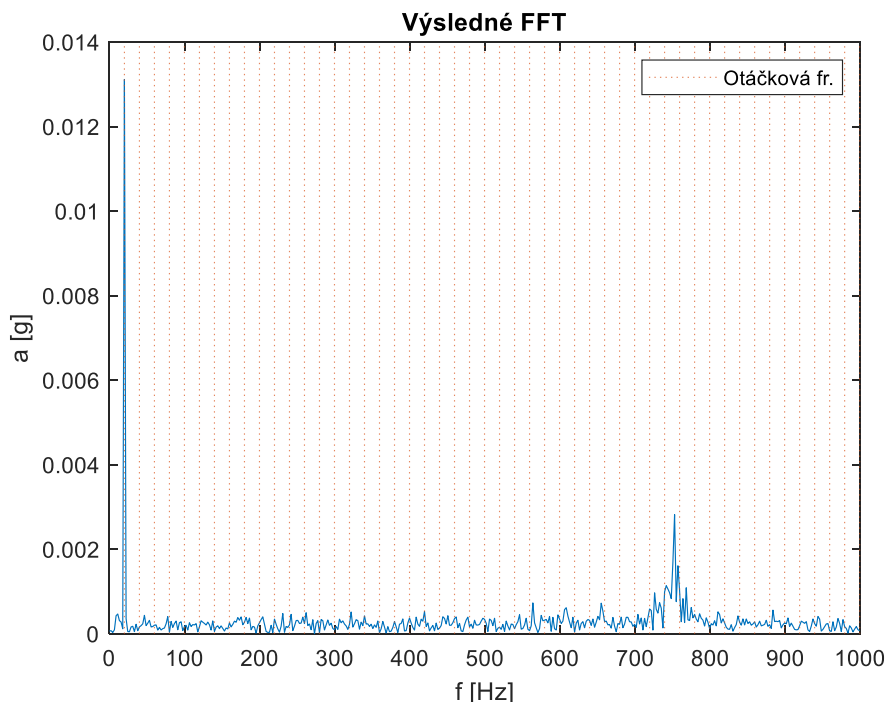
Tab 18) Parametre použitého ložiska [1]

Ložisko	BPFI	BPFO	BSF	FTF	P_d [mm]	B_d [mm]	N_e [-]	φ [°]
6203	4,95	3,05	1,99	0,38	28,50	6,75	8	0

Obrázok 39 ukazuje frekvenčné spektrum prvého zo signálov. Vo frekvenčnom spektre je dominantná amplitúda na otáčkovej frekvencii. Ďalej je vo frekvenčnom spektre prítomná zvýšená amplitúda okolo frekvencie 750 Hz. Nejedná sa však ani o násobok otáčkovej frekvencie 20 Hz, ani o násobok niektorej z poruchových frekvencií ložísk. Nakoľko vo frekvenčnom spektre dominuje amplitúda na otáčkovej frekvencii, v zmysle teórie spomenutej v kapitole 3 môžeme predpokladať, že ide o statickú alebo momentovú nevyváženosť. K jednoznačnému rozhodnutiu by bolo potrebné porovnať fázový rozdiel medzi vibráciami na vonkajšom a vnútornom ložisku v horizontálnom a vertikálnom smere. V prípade momentovej nevyváženosti by sme mohli pozorovať aj zvýšené axiálne vibrácie.



Obr. 39) Frekvenčné spektrum prvého zo signálov pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 40) Frekvenčné spektrum prvého zo signálov pri splnení podmienky koherencie

Porovnanie amplitúdy na prvom násobku otáčkovej frekvencie pre obrázky 39 a 40 v tabuľke 19 nevykazuje takmer žiadne rozdiely. Vzhľadom na časovú náročnosť uvedenú v tabuľke 20 je výhodnejšie nezameriavať sa na splnenie podmienky koherencie.

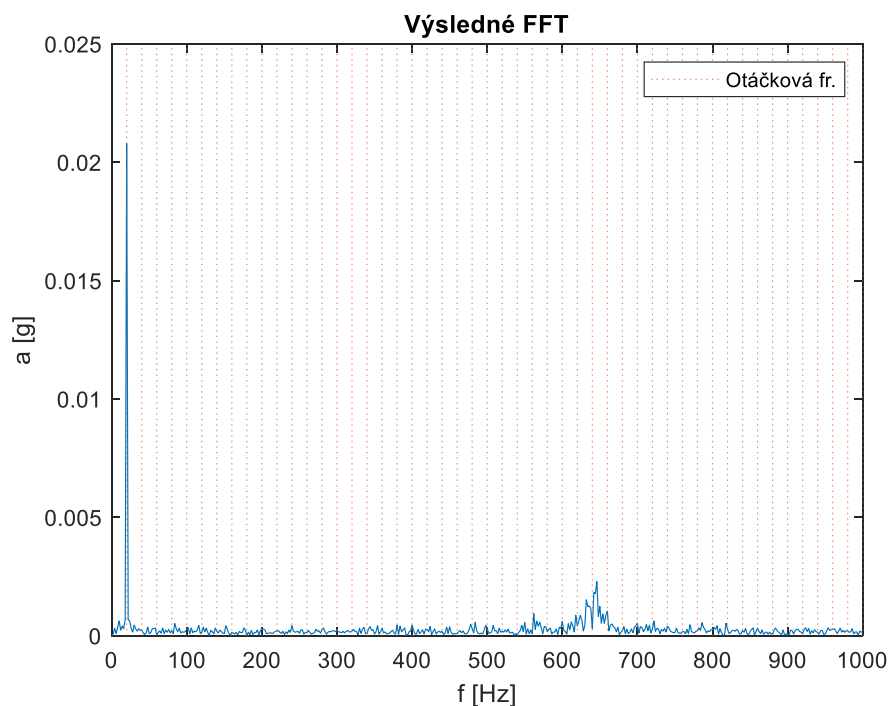
Tab 19) Porovnanie získaných výsledkov

	$a \text{ [m. s}^{-2}\text{]}$	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,01306	-0,46
Pri splnení podmienky koherencie	0,01312	0,00

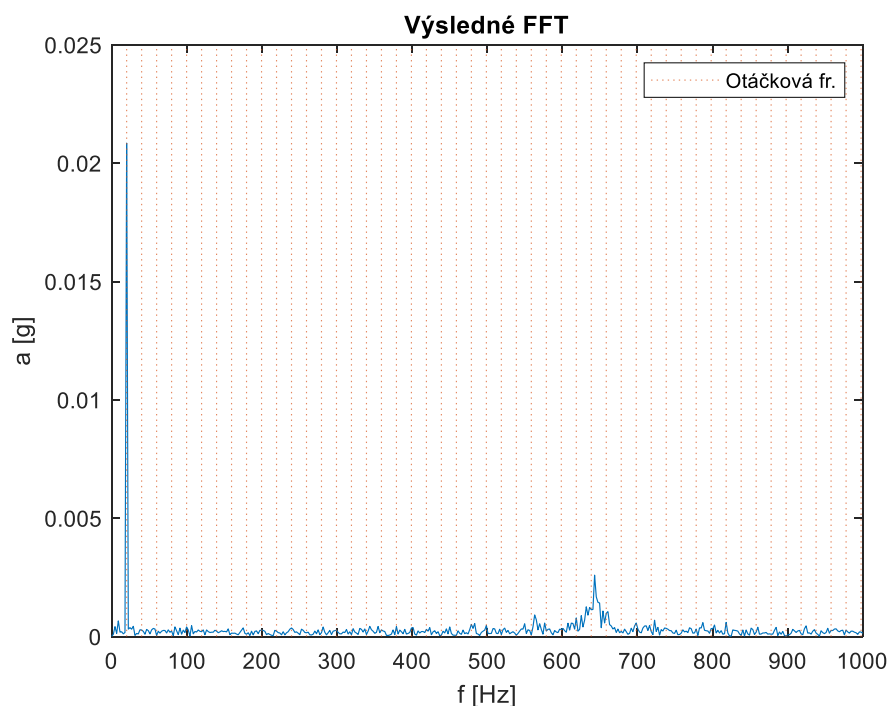
Tab 20) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	$t \text{ [s]}$
Pri nesplnení podmienky koherencie	4,33
Pri splnení podmienky koherencie (100 krokov)	6,45

Podobná situácia nastáva aj v prípade druhého signálu. Opäť je vo frekvenčnom spektre dominantná amplitúda na otáčkovej frekvencii 20 Hz. Zvýšená amplitúda sa tentokrát vyskytuje okolo frekvencie 645 Hz. Opäť sa nejedná o žiaden násobok poruchovej frekvencie ložísk. V tomto prípade môžeme opäť predpokladať, že sa jedná o statickú alebo momentovú nevyváženosť. Pre jednoznačné rozhodnutie by opäť bola potrebná ďalšia analýza zameraná najmä na porovnanie fázového rozdielu na oboch ložiskách. Frekvenčné spektrá druhého signálu nájdeme na nasledujúcich obrázkoch.



Obr. 41) Frekvenčné spektrum druhého zo signálov pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 42) Frekvenčné spektrum druhého zo signálov pri splnení podmienky koherencie

Porovnanie amplitúd na prvom násobku otáčkovej frekvencie v tabuľke 21 opäť nevykazuje významné odlišnosti a vzhľadom na časovú náročnosť uvedenú v tabuľke 22 je opäť výhodnejšie nezameriavať sa na splnenie podmienky koherencie.

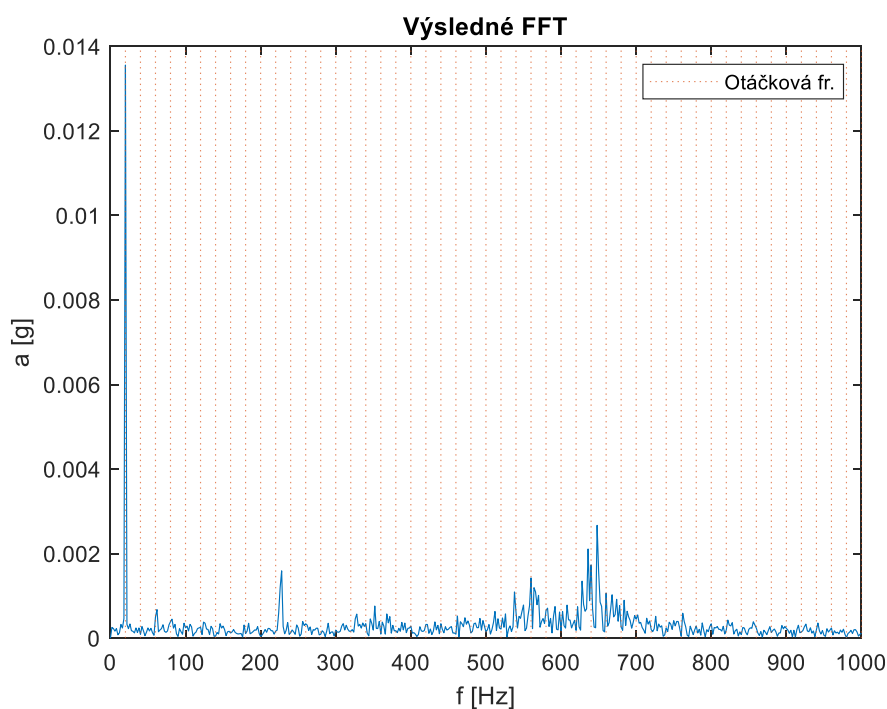
Tab 21) Porovnanie získaných výsledkov

	$a \text{ [m.s}^{-2}\text{]}$	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,02079	-0,29
Pri splnení podmienky koherencie	0,02085	0,00

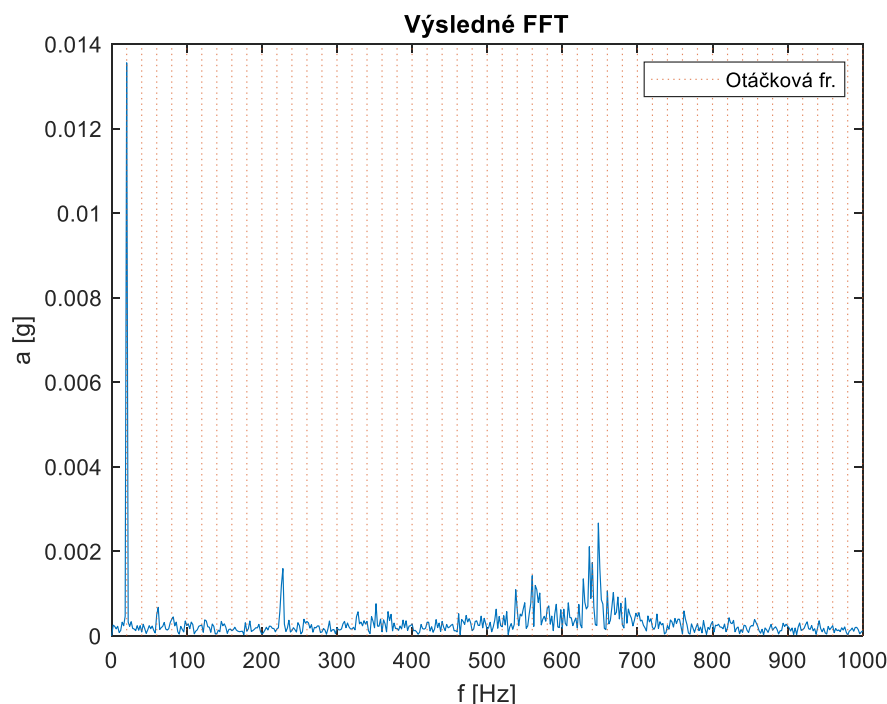
Tab 22) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	$t \text{ [s]}$
Pri nesplnení podmienky koherencie	4,34
Pri splnení podmienky koherencie (100 krokov)	6,33

Pri treťom zo signálov už môžeme vo frekvenčnom spektre pozorovať zvýšené amplitúdy okrem otáčkovej frekvencie 20 Hz aj okolo 272 Hz a ďalej medzi 550 Hz a 650 Hz. Prvý násobok poruchových frekvencií ložísk sa však vo frekvenčnom spektre neprejavuje zvýšenou amplitúdou. Zvýšená amplitúda na prvom násobku otáčkovej frekvencie môže opäť indikovať prítomnosť statickej alebo momentovej nevyváženosti. Frekvenčná spektrá tretieho zo signálov nájdeme na nasledujúcich obrázkoch.



Obr. 43) Frekvenčné spektrum tretieho zo signálov pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 44) Frekvenčné spektrum tretieho zo signálov pri splnení podmienky koherencie

Porovnanie amplitúd na prvom násobku otáčkovej frekvencie v tabuľke 23 je totožné pre oba prípady. Nedošlo teda k žiadnemu orezaniu signálu. Opäť sa teda viac vyplatí nezameriavať sa na splnenie podmienky koherencie.

Tab 23) Porovnanie získaných výsledkov

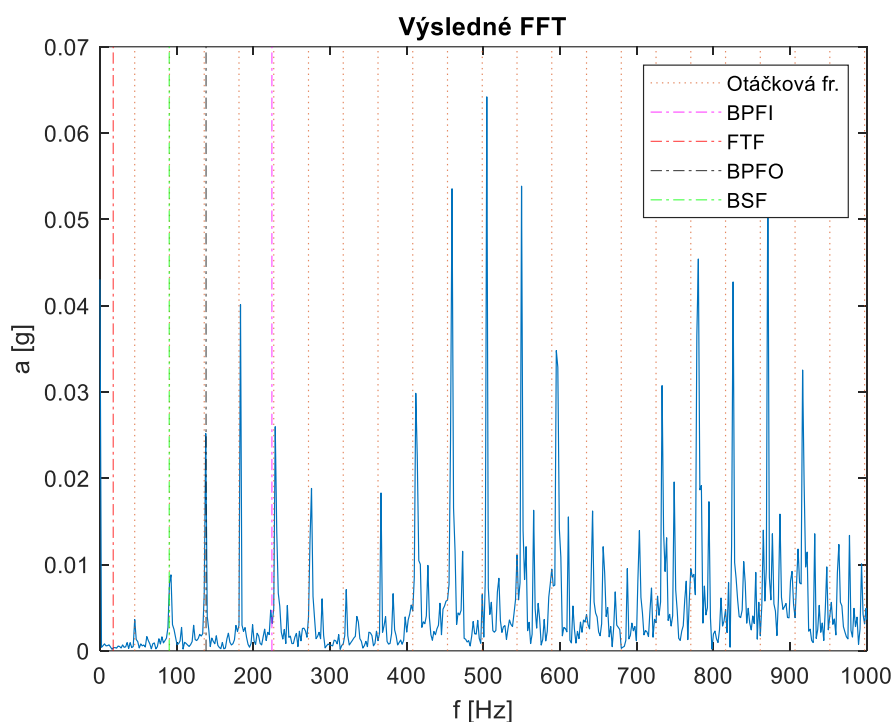
	$a \text{ [m. s}^{-2}\text{]}$	Rozdiel [%]
Pri nesplnení podmienky koherencie	0,01356	0,00
Pri splnení podmienky koherencie	0,01356	0,00

Tab 24) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

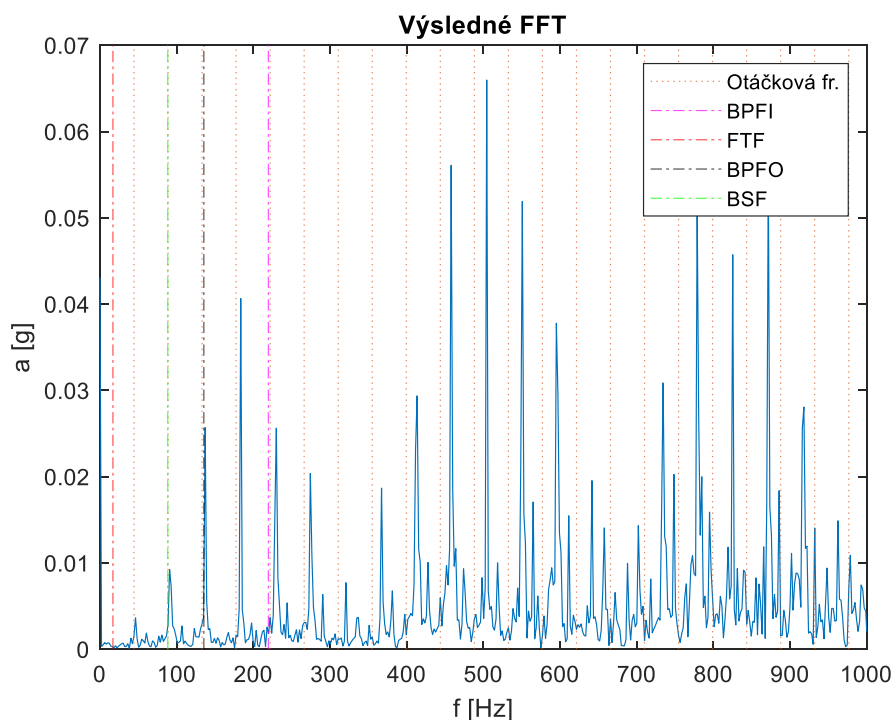
	$t \text{ [s]}$
Pri nesplnení podmienky koherencie	4,54
Pri splnení podmienky koherencie (100 krokov)	6,44

V prípade posledného zo signálov je situácia o niečo odlišná, keďže sa vo frekvenčnom spektre nachádza množstvo násobkov otáčkovej frekvencie 46 Hz. Podľa tabuľky 18 sú tri z možných poruchových frekvencií použitého valivého ložiska definované ako takmer celočíselné násobky otáčkovej frekvencie. Najdominantnejšia amplitúda okolo frekvencie 504 Hz však nie je násobkom žiadnej poruchovej frekvencie ložiska. Mechanické uvoľnenie, ktoré sa taktiež prejavuje množstvom harmonických násobkov otáčkovej frekvencie, by malo mať vo frekvenčnom spektre výraznú amplitúdu na druhom násobku otáčkovej frekvencie. V našom prípade však táto amplitúda nie je veľmi výrazná. Rozhodnutie o konečnej poruche preto nie je

jednoduché. Náš algoritmus indikuje ako možné poruchy mechanické uvoľnenie, poruchu na vnútornom a vonkajšom krúžku valivého ložiska. Získané frekvenčné spektrá ilustrujú nasledujúce obrázky. Kvôli prehľadnosti sme pri poruchách valivých ložísk vyznačili len prvé násobky poruchových frekvencií.



Obr. 45) Frekvenčné spektrum štvrtého zo signálov pri nesplnení podmienky koherencie



Obr. 46) Frekvenčné spektrum štvrtého zo signálov pri splnení podmienky koherencie

Vzhľadom na vzorkovaciu frekvenciu rovnú 64000 Hz je počet krokov v cykle orezávania rovný 1412. Preto je čas potrebný na takýto výpočet skutočne vysoký. Časová náročnosť je uvedená v tabuľke 25. Vzhľadom na množstvo harmonických násobkov otáčkovej frekvencie nebudeme uvádzať porovnanie amplitúd pri splnení a nesplnení podmienky koherencie.

Tab 25) Porovnanie časovej náročnosti výpočtu

	t [s]
Pri nesplnení podmienky koherencie	5,86
Pri splnení podmienky koherencie (1412 krokov)	75,21

ZÁVER

Cieľom tejto diplomovej práce bolo vytvoriť algoritmus na vyhodnocovanie signálov s využitím Fourierovej transformácie. V úvode teoretickej časti sme sa zaoberali rozdelením signálov. Ďalej sme sa zamerali na možnosti analýzy signálov, predovšetkým vo frekvenčnej oblasti. Dôraz sme prirodzene kládli na Fourierovu transformáciu, konkrétne na rýchlu Fourierovu transformáciu. Na príklade sme demonštrovali jej výhody v porovnaní s použitím diskkrétnej Fourierovej transformácie.

V ďalšej časti sme popísali chyby, ktoré môžu ovplyvňovať rýchlu Fourierovu transformáciu. Najväčšiu pozornosť sme venovali chybe typu leakage a s ňou súvisiacej podmienke koherencie. V závere teoretickej časti sme popísali najbežnejšie poruchy rotačných strojov, ktoré boli následne zahrnuté aj do algoritmu vytvoreného v praktickej časti. Konkrétne sa jednalo o nasledujúce poruchy: statická nevyváženosť, momentová nevyváženosť, dynamická nevyváženosť, paralelná nesúososť, poruchy valivých ložísk, mechanické uvoľnenie, poruchy rotorových tyčí a excentricita.

Hlavným bodom praktickej časti práce bolo navrhnutie algoritmu na vyhodnocovanie predložených signálov. V prostredí Matlab sme navrhli algoritmus, ktorý po načítaní vstupných dát a počiatkovej FFT bude v prípade požadovaného splnenia podmienky koherencie signál upravovať orezávaním tak, aby našiel vhodnú dĺžku signálu N , pri ktorej dôjde k čo najmenšiemu presakovaniu energie z jedného frekvenčného binu do druhého. Tento fakt sme docielili tým, že v cykle orezávania signálu vždy odstránime poslednú vzorku signálu, realizujeme FFT upraveného signálu a zistíme maximálnu amplitúdu vo frekvenčnom spektre. Následne signál orežeme na dĺžku, pri ktorej bola nájdená maximálna amplitúda v rámci cyklu orezávania. Počet iterácií v cykle orezávania vstupnej postupnosti signálu sme určili ako podiel vzorkovacej frekvencie a otáčkovej frekvencie. Následne algoritmus vyhodnotí získané frekvenčné spektrum signálu a vyhodnotí možné poruchy, ktoré môžu byť indikované na základe získaných výsledkov.

Následne sme náš algoritmus využili na simuláciu, pri ktorej sme porovnali získané hodnoty amplitúdy a frekvencie pri splnení, respektíve nesplnení podmienky koherencie. K tomuto porovnaniu sme doplnili aj situáciu, kedy je pri FFT aplikované Hanningove okno. Vďaka nášmu algoritmu sme pre prípad splnenia podmienky koherencie získali presné hodnoty vstupných parametrov signálu v simulácii. Pri nesplnení podmienky koherencie predstavovala odchýlka amplitúdy až približne 30 %. V prípade použitia Hanningovho okna dosahovala odchýlka amplitúdy približne 12 %.

Analýza nášho algoritmu z hľadiska časovej náročnosti výpočtu nepreukázala významné odlišnosti medzi aplikovaním FFT na vstupný signál ľubovoľnej dĺžky a situáciou, kedy je vstupný signál dĺžky $N = 2^n$. Z tohto dôvodu sme sa rozhodli nevyužívať postup, kedy by vstupná postupnosť signálu bola skrátená na najbližšiu mocninu čísla 2.

Nakoľko je v prípade poruchy rotorových tyčí a excentricity rozhodnutie o možnej prítomnosti poruchy často závislé aj na hodnote amplitúdy postranných pásiem na poruchových frekvenciách, pomocou simulácie sme porovnali hodnotu pomeru amplitúdy na poruchovej a napájacej frekvencii. Toto porovnanie sme realizovali pre rôznu dĺžku signálu, rôznu hodnotu sklzu, rôznu veľkosť okolia lokálneho extrému zahrnutého do výpočtu efektívnej hodnoty a s ohľadom na podmienku koherencie. Zo získaných výsledkov vyplýva, že so zväčšovaním

okolía lokálneho extrémú sa hodnota pomeru v simulácii čoraz viac blížila teoretickej hodnote. Pri menších dĺžkach signálu je pri poruchách rotorových tyčí ťažšie rozlíšiť amplitúdu na napájacej a poruchovej frekvencii v prípade, že chceme spresniť výpočet zahrnutím väčšieho okolía lokálneho extrémú. V prípade excentricity takýto problém nevzniká ani v prípade uvažovania väčšieho okolía. Pri oboch typoch porúch sa so zväčšovaním okolía strácal rozdiel medzi splnením a nesplnením podmienky koherencie.

Ďalším bodom praktickej časti tejto práce bolo vyhodnotenie signálov obsahujúcich rôzne druhy porúch. Zamerali sme sa na tri signály s poruchovými frekvenciami ložísk a taktiež sme vyhodnotili jeden signál zameraný na elektromagnetické poruchy. Nakoľko sa jednalo o signály s pomerne veľkou dĺžkou, rozdiely medzi splnením a nesplnením podmienky koherencie nepredstavovali pre vyhodnotenie možných porúch zásadný problém. Rozdiel v hodnote amplitúdy predstavoval pri poruchách valivých ložísk maximálne 19 %. Rozdiel od teoretickej poruchovej frekvencie ložiska bol skutočne zanedbateľný, menej než 0,5 %. Nakoľko sa jednalo o pomerne dlhé signály, počet krokov v cykle overovania splnenia podmienky koherencie bol pomerne vysoký, viac než 400 krokov. Časová úspora pri výpočte bez splnenia podmienky koherencie bola preto značná.

Ak by sme mali zhrnúť možnosti využitia nášho algoritmu, rozdiel medzi splnením a nesplnením podmienky koherencie sa prejavuje najmä pri signáloch menších dĺžok. V tomto prípade môže pri nesplnení podmienky koherencie dôjsť k naozaj podstatnému skresleniu získaného výsledku. Pri signáloch väčších dĺžok však už rozdiel medzi získanými výsledkami nie je tak výrazný. Do popredia sa dostáva ďalší zanedbateľný faktor, ktorým je časová náročnosť výpočtu. Keďže pri signáloch väčších dĺžok s väčšou vzorkovacou frekvenciou má cyklus overovania splnenia podmienky koherencie pomerne veľký počet krokov, časová náročnosť je pri jeho využití značne väčšia než pri riešení bez splnenia podmienky koherencie. Riešenie bez splnenia podmienky koherencie navyše nijako neovplyvnilo schopnosť indikovať poruchy z frekvenčných spektier v kapitole 5.

V praxi je teda výhodnejšie pri signáloch, ktorých parametre sú obdobné ako parametre signálov použitých v kapitole 5, nezameriavať sa na splnenie podmienky koherencie a dosiahnuť tak značnú časovú úsporu. Pred samotným rozhodnutím o prítomnosti konkrétnej poruchy je vždy vhodné realizovať viacero meraní a až na základe nich zaujať definitívne stanovisko.

ZOZNAM POUŽITÝCH ZDROJOV

- [1] BILOŠ, Jan a Alena BILOŠOVÁ. *Aplikovaný mechanik jako součást týmu konstruktérů a vývojářů: část Vibrační diagnostika*. Ostrava: VŠB – Technická univerzita, 2012. ISBN 978-80-248-2755-1.
- [2] BLATA, Jan. *Expertní aspekty diagnostického systému vibrací rotačních strojů*. Disertační práce na Fakultě strojní VŠB – Technická univerzita, Katedra výrobních strojů a konstruování. Vedoucí: Josef Jurman. Ostrava, 2011. 117 s.
- [3] BLATA, Jan a Janusz JURASZEK. *Metody technické diagnostiky teorie a praxe*. Ostrava: VŠB-TUO, 2013. ISBN 978-80-248-2997-5.
- [4] BULÍN, Tomáš. *Zařízení pro diagnostiku asynchronních motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 84 s. Vedoucí diplomové práce: Rostislav Huzlík.
- [5] Case Western Reserve University. *Bearing Data Center*. [online]. [cit. 2020-06-07]. Dostupné z: <https://csegroups.case.edu/bearingdatacenter/pages/download-data-file>
- [6] ČSN CLC/TS 60034-24. *Točivé elektrické stroje – Část 24: Online detekce a diagnostika možných poruch aktivních částí točivých elektrických strojů a ložiskových proudů – Návod k použití*. Listopad 2012.
- [7] HELEBRANT, František a Jiří ZIEGLER. *Technická diagnostika a spolehlivost II. Vibrodiagnostika*. Ostrava: VŠB – Technická univerzita, 2004. ISBN 80-248-0650-9.
- [8] HUZLÍK, Rostislav, Vladimír HABÁN, Martin KROUPA a Martin HUDEC. *Evaluation of Pressure Pulsation Frequency by Motor Current Signature Analysis. In Proceedings of the 2018 18th International Conference on Mechatronics – Mechatronika (ME)*. Brno: Brno University of Technology, 2018. s. 511-515. ISBN: 978-80-214-5543-6.
- [9] KARPÍŠEK, Zdeněk. *Matematika IV. 4., přeprac. vyd.* Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2014. ISBN 978-80-214-4858-2.
- [10] KOTULIAKOVA, Jana a Gregor ROZINAJ. *Číslicové spracovanie signálů*. Bratislava: Slovenská technická univerzita, 1999. Edícia skript. ISBN 80-227-1236-1.
- [11] KREIDL, Marcel a Radislav ŠMÍD. *Technická diagnostika: senzory, metody, analýza signálu*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-7300-158-6.
- [12] National Instruments. *Understanding FFTs and Windowing*. [online]. [cit. 2020-05-18]. Dostupné z: <http://download.ni.com/evaluation/pxi/Understanding%20FFTs%20and%20Windowing.pdf>
- [13] NĚMEČEK, Pavel a Elias TOMEH. *Vibrační diagnostika základních závad strojů*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2010.
- [14] OBDRŽÁLEK, Ondřej. *Využití provozních tvarů kmitů (PTK) v diagnostice*. Ostrava: katedra výrobních strojů a konstruování, Fakulta strojní VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2009, 74 s. Vedoucí: František Helebrant.
- [15] ONDRÁČEK, Oldřich. *Signály a systavy*. 3. vyd. Bratislava: Vydavateľstvo STU, 2008. Edícia vysokoškolských učebníc. ISBN 978-80-227-2956-7.

- [16] SMÉKAL, Zdeněk. *Deterministické a náhodné signály pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO*. Brno: VUT v Brně, 2013. ISBN 978-80-214-4826-1.
- [17] TAVNER, Peter, Li RAN, Jim PENMAN a Howard SEDDING. *Condition monitoring of rotating electrical machines*. London, U.K: Institution of Engineering and Technology, 2008. ISBN 978-161-5833-146. Dostupné z: http://app.knovel.com/web/toc.v/cid:kpCMREM001/viewerType:toc/root_slug:conditionmonitoring
- [18] TŮMA, Jiří. *Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT*. Praha: Sdělovací technika, 1997. ISBN 80-901936-1-7.
- [19] VAS, Peter. *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*. New York: Oxford University Press, 1993, xviii, 360 p. ISBN 01-985-9375-9.
- [20] VEJRAŽKA, František. *Signály a soustavy*. Vyd. 4. Praha: České vysoké učení technické, 1996. ISBN 80-01-00450-3.
- [21] ZAHRADNÍČEK, Rudolf, Karol SEMRÁD, Romana DOBÁKOVÁ a Jozef ČERŇAN. *MATERIÁLY A KOMPONENTY, Študijný modul 6, Učebné texty podľa predpisu JAR-66*. Košice: Technická univerzita v Košiciach, 2015. ISBN 978-80-553-2019-9.
- [22] ZUTH, Daniel a František VDOLEČEK. *Měření vibrací ve vibrodiagnostice*. AUTOMA: Časopis pro automatizační techniku. [online]. 2010, č. 1, s. 1-4 [cit. 2020-05-18]. DOI: ISSN 1210-9592. Dostupné z: http://automa.cz/Aton/FileRepository/pdf_articles/40375.pdf
- [23] ZUTH, Daniel. *Analýza nejistot ve vibrodiagnostice*. [s.l.], 2009. 95 s., 5. VUT v Brně – Fakulta strojního inženýrství. Ústav automatizace a informatiky. Vedoucí disertační práce František Vdoleček.

ZOZNAM SKRATIEK, SYMBOLOV, OBRÁZKOV A TABULIEK

Zoznam skratiek

BPFI	Ball Pass Frequency Inner (porucha na vnútornom krúžku ložiska)
BPFO	Ball Pass Frequency Outer (porucha na vonkajšom krúžku ložiska)
BSF	Ball Spin Frequency (porucha na valivom elemente ložiska)
DFT	Discrete Fourier Transform (diskrétna Fourierova transformácia)
DIT	Decimation in Time
FFT	Fast Fourier Transform (rýchla Fourierova transformácia)
FTF	Fundamental Train Frequency (porucha na kletke)
HFD	High Frequency demodulation
Hz	Hertz
SEE	Spectral Emitted energy

Zoznam symbolov

$1X$	otáčková frekvencia
α_m	úspora v počte operácií pri FFT
a_0	Fourierov koeficient
a_n	Fourierov koeficient
B_d	priemer valivého elementu ložiska
b_n	Fourierov koeficient
D	odstredivé sily
$D(X)$	rozptyl
$E(X)$	stredná hodnota
Δf	rozostup frekvencií
f	frekvencia
f_1	napájacia frekvencia
f_{bb}	frekvencia poruchy rotorových tyčí
f_e	poruchová frekvencia excentricity
f_{max}	najvyššia frekvencia v signáli
f_{sig}	frekvencia signálu
f_{vz}	vzorkovacia frekvencia
K_v	činiteľ výkmitu
n	otáčky rotora
N	dĺžka signálu

N_e	počet valivých elementov ložiska
ω	uhlová frekvencia
p	počet pólových dvojíc
P_d	rozstupový priemer
r	rozlišiteľnosť frekvenčnej analýzy
s	sklz
$S[k]$	konečná postupnosť
$s[n]$	konečná postupnosť
$s(t)$	periodická funkcia
$S(\omega)$	Fourierov obraz
t	čas
T	perióda
T_{vz}	vzorkovacia perióda
$X(t)$	amplitúda
X_{ef}	efektívna hodnota
X_r	rozkmit
X_s	stredná hodnota
X_v	výkmit

Zoznam tabuliek

TAB 1)	VSTUPNÉ PARAMETRE SIGNÁLU PRE OBRÁZKY 8 A 9 [23]	28
TAB 2)	VSTUPNÉ PARAMETRE SIGNÁLU PRE SIMULÁCIU	45
TAB 3)	VÝSLEDKY SIMULÁCIE	47
TAB 4)	POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU PRI RÔZNEJ DĺŽKE SIGNÁLU	48
TAB 5)	POROVNANIE PRI SPLNENEJ PODMIENKE KOHERENCIE – EXCENTRICITA	49
TAB 6)	POROVNANIE PRI NESPLNENEJ PODMIENKE KOHERENCIE – EXCENTRICITA	49
TAB 7)	POROVNANIE PRI SPLNENEJ PODMIENKE KOHERENCIE – PORUCHA ROTOROVÝCH TYČÍ	50
TAB 8)	POROVNANIE PRI NESPLNENEJ PODMIENKE KOHERENCIE – PORUCHA ROTOROVÝCH TYČÍ	50
TAB 9)	PARAMETRE POUŽITÉHO LOŽISKA [1]	53
TAB 10)	POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	54
TAB 11)	POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	54
TAB 12)	POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	56

TAB 13) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	56
TAB 14) POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	57
TAB 15) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	57
TAB 16) POROVNANIE VÝSLEDNÝCH POMEROV	59
TAB 17) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	60
TAB 18) PARAMETRE POUŽITÉHO LOŽISKA [1]	61
TAB 19) POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	62
TAB 20) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	62
TAB 21) POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	64
TAB 22) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	64
TAB 23) POROVNANIE ZÍSKANÝCH VÝSLEDKOV	65
TAB 24) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	65
TAB 25) POROVNANIE ČASOVEJ NÁROČNOSTI VÝPOČTU	67

Zoznam obrázkov

OBR. 1) KLASIFIKÁCIA SIGNÁLOV PODĽA NÁHODNOSTI ICH PRIEBEHOV (UPRAVENÉ) [18]	18
OBR. 2) PARAMETRE HODNOTENIA ČASOVÉHO PRIEBEHU KMITAVÉHO POHYBU (UPRAVENÉ) [22].....	19
OBR. 3) VYJADRENIE ZÁKLADNÝCH OPERÁCIÍ GRAFMI SIGNÁLOVÝCH TOKOV (UPRAVENÉ) [16].....	24
OBR. 4) VYJADRENIE ROVNICE 24 POMOCO GRAFU SIGNÁLOVÝCH TOKOV [16].....	25
OBR. 5) VÝSLEDNÝ ALGORITMUS FFT PRE $N = 4$ [16].....	26
OBR. 6) POROVNANIE POČTU SÚČINOV PRI DFT A ALGORITME FFT (UPRAVENÉ) [16].....	26
OBR. 7) CHYBA TYPU ALIASING [1].....	27
OBR. 8) SPLNENIE PODMIENKY KOHERENCIE (UPRAVENÉ) [23].....	29
OBR. 9) NESPLNENIE PODMIENKY KOHERENCIE (UPRAVENÉ) [23]	29
OBR. 10) POUŽITIE HANNINGOVHO OKNA (UPRAVENÉ) [1]	30
OBR. 11) POUŽITIE OBDĹŽNIKOVÉHO OKNA (UPRAVENÉ) [1]	30
OBR. 12) ČASOVÉ PRIEBEHY RÔZNYCH OKIEN (UPRAVENÉ) [11].....	31
OBR. 13) STATICKÁ NEVYVÁŽENOSŤ [1]	33
OBR. 14) MOMENTOVÁ NEVYVÁŽENOSŤ [1]	34
OBR. 15) FREKVENČNÉ SPEKTRUM STATICKEJ ALEBO MOMENTOVEJ NEVYVÁŽENOSTI [3]	34
OBR. 16) DYNAMICKÁ NEVYVÁŽENOSŤ [1]	35

OBR. 17) FREKVENČNÉ SPEKTRUM DYNAMICKEJ NEVYVÁŽENOSTI [3]	35
OBR. 18) PARALELNÁ NESÚOSOSŤ [3].....	36
OBR. 19) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PARALELNEJ NESÚOSOSTI V RADIÁLNO M SMERE [3]	36
OBR. 20) UHLOVÁ NESÚOSOSŤ [3].....	37
OBR. 21) FREKVENČNÉ SPEKTRUM UHLOVEJ NESÚOSOSTI V AXIÁLNO M SMERE [3]	37
OBR. 22) KOMPONENTY VALIVÉHO LOŽISKA [21].....	38
OBR. 23) FREKVENČNÉ SPEKTRUM MECHANICKÉHO UVOĽNENIA [14].....	39
OBR. 24) TYPICKÝ PREJAV EXCENTRICITY (UPRAVENÉ) [4].....	40
OBR. 25) TYPICKÝ PREJAV PORUCHY ROTOROVÝCH TYČÍ (UPRAVENÉ) [4].....	41
OBR. 26) VÝVOJOVÉ DIAGRAMY ALGORITMU	44
OBR. 27) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	46
OBR. 28) FREKVENČNÉ SPEKTRUM S POUŽITÍM HANNINGOVHO OKNA	46
OBR. 29) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	47
OBR. 30) PREJAV PORUCHY NA VNÚTORNO M KRÚŽKU PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	53
OBR. 31) PREJAV PORUCHY NA VNÚTORNO M KRÚŽKU PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	54
OBR. 32) PREJAV PORUCHY NA VNÚTORNO M KRÚŽKU PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	55
OBR. 33) PREJAV PORUCHY NA VNÚTORNO M KRÚŽKU PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	55
OBR. 34) PREJAV PORUCHY NA VONKAJŠO M KRÚŽKU PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	56
OBR. 35) PREJAV PORUCHY NA VONKAJŠO M KRÚŽKU PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	57
OBR. 36) MAXIMÁLNE AMPLITÚDY V CYKLE OVEROVANIA SPLNENIA PODMIENKY KOHERENCIE.....	58
OBR. 37) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	58
OBR. 38) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	59
OBR. 39) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRVÉHO ZO SIGNÁLOV PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	61
OBR. 40) FREKVENČNÉ SPEKTRUM PRVÉHO ZO SIGNÁLOV PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE.....	62

OBR. 41) FREKVENČNÉ SPEKTRUM DRUHÉHO ZO SIGNÁLOV PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	63
OBR. 42) FREKVENČNÉ SPEKTRUM DRUHÉHO ZO SIGNÁLOV PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	63
OBR. 43) FREKVENČNÉ SPEKTRUM TRETIEHO ZO SIGNÁLOV PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	64
OBR. 44) FREKVENČNÉ SPEKTRUM TRETIEHO ZO SIGNÁLOV PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	65
OBR. 45) FREKVENČNÉ SPEKTRUM ŠTVRTÉHO ZO SIGNÁLOV PRI NESPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	66
OBR. 46) FREKVENČNÉ SPEKTRUM ŠTVRTÉHO ZO SIGNÁLOV PRI SPLNENÍ PODMIENKY KOHERENCIE	66

ZOZNAM PRÍLOH

Príloha A	Výsledky simulácií z kapitoly 4.4
Príloha B	Zdrojové kódy k programom pre vyhodnocovanie porúch (elektronicky)

PRÍLOHA A

Tab A1) Porovnanie pri splnenej podmienke koherencie – excentricita

$N = 10000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0094	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
1,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
1,53	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
2,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,53	0,0090	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
3,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
3,57	0,0093	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
$N = 18000$						
0,61	0,0069	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
1,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
1,53	0,0097	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100
2,06	0,0097	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100
2,53	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,06	0,0090	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,57	0,0093	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
$N = 25000$						
0,61	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
1,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
1,53	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,06	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098

2,53	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,57	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
4,10	0,0097	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100

Tab A2) Porovnanie pri nesplnenej podmienke koherencie – excentricita

$N = 10000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
1,06	0,0067	0,0092	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
1,53	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
2,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,53	0,0089	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
3,06	0,0067	0,0092	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
3,57	0,0093	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
$N = 18000$						
0,61	0,0069	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
1,06	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
1,53	0,0078	0,0094	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
2,06	0,0097	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100
2,53	0,0088	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
3,06	0,0090	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,57	0,0093	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
$N = 25000$						
0,61	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099

1,06	0,0083	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
1,53	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100
2,06	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
2,53	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0100
3,57	0,0068	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
4,10	0,0097	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100

Tab A3) Porovnanie pri splnenej podmienke koherencie – porucha rotorových tyčí

$N = 15000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0093	0,0097				
1,06	0,0096	0,0099	0,0100			
1,53	0,0074	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	
2,06	0,0095	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100
2,53	0,0076	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100
3,57	0,0087	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
4,10	0,0092	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
$N = 25000$						
0,61	0,0100	0,0101	0,0101			
1,06	0,0087	0,0096	0,0097	0,0098	0,0099	
1,53	0,0079	0,0095	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
2,06	0,0089	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
2,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0091	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,57	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099

4,10	0,0073	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
$N = 50000$						
0,61	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0101
1,06	0,0077	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
1,53	0,0088	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
2,06	0,0076	0,0094	0,0096	0,0098	0,0098	0,0098
2,53	0,0090	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099
3,06	0,0076	0,0094	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
3,57	0,0086	0,0096	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
4,10	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100

Tab A4) Porovnanie pri nesplnenej podmienke koherencie – porucha rotorových tyčí

$N = 15000$						
sklz [%]	Počet spektrálnych čiar					
	1	3	5	7	9	11
0,61	0,0093	0,0097				
1,06	0,0096	0,0099	0,0100			
1,53	0,0077	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	
2,06	0,0095	0,0099	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100
2,53	0,0076	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0095	0,0098	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100
3,57	0,0087	0,0096	0,0098	0,0098	0,0099	0,0099
4,10	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
$N = 25000$						
0,61	0,0100	0,0101	0,0101			
1,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	
1,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
2,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099

2,53	0,0082	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0085	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,57	0,0096	0,0098	0,0099	0,0099	0,0099	0,0099
4,10	0,0064	0,0093	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
$N = 50000$						
0,61	0,0099	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0101
1,06	0,0077	0,0094	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
1,53	0,0086	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
2,06	0,0076	0,0094	0,0096	0,0098	0,0098	0,0098
2,53	0,0086	0,0095	0,0097	0,0098	0,0098	0,0099
3,06	0,0076	0,0094	0,0096	0,0097	0,0098	0,0098
3,57	0,0086	0,0096	0,0097	0,0098	0,0099	0,0099
4,10	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100	0,0100